



(19) Europäisches Patentamt
European Patent Office
Offices européens des brevets



(11) EP 1 126 625 A1

(12) EUROPÄISCHE PATENTANMELDUNG

(43) Veröffentlichungstag: 22.08.2001 Patentblatt 2001/24

(21) Anmeldenummer: 01110727.3

(22) Anmeldetag: 03.11.1997

(84) Benannte Vertragsstaaten:
AT CH DE ES FI FR GB IT LJ NL SE

(30) Priorität: 01.11.1996 DE 19646743

(82) Dokumentnummer(n) der früheren Anmeldung(en)
nach Art. 78 EPÜ:
97948876.3 / 0 938 782

(71) Anmelder: NANOTRON GESELLSCHAFT FÜR
MIKROTECHNIK MBH
10555 Berlin (DE)

(72) Erfinder:
• Koslar, Manfred
10629 Berlin (DE)
• Janell, Zbigniew
13355 Berlin (DE)

(74) Vertreter: Eisenführ, Spelser & Partner
Merlinstrasse 24
28195 Bremen (DE)

Bemerkungen:
Diese Anmeldung ist am 03 - 05 - 2001 als
Teilanmeldung zu der unter INID-Kode 62
erwähnten Anmeldung eingereicht worden.

(54) Übertragungsverfahren und Anordnung zur Durchführung des Verfahrens

(57) Übertragungsverfahren bei dem im Sender winkelmulierte Impulse mit während der Impulsdauer zeitlich entgegengesetzt erfolgender Winkelmodulation erzeugt werden, die mittels eines ersten Übertragungselements (8) jeweils paarweise zu einem Fallimpuls überlagert werden, wobei die zu dem Empfänger übertragenen Fallimpulse ohne diesen nach einem Modulationsverfahren aufgetragene Information tragen, und diese Fallimpulse empfangenseitig durch zwei parallel geschaltete, zueinander komplementäre, Dispersionsfilter mit frequenzabhängiger Gruppenlaufzeitcharakteristik gefiltert werden, wobei die frequenzabhängige Gruppenlaufzeitcharakteristik der beiden Dispersionsfilter an die Winkelmodulation jeweils eines der beiden in ihrer Übertragung den Fallimpuls bildenden Impulse derart angepaßt ist, daß am Ausgang der Dispersionsfilter jeweils ein kombiniertes Signal erscheint, das aus einem komprimierten Impuls mit erhöhter Amplitude und einem expandierten Impuls mit verringerter Amplitude besteht, wobei die Signale an den Ausgängen der beiden empfangenseitigen Dispersionsfilter mittels eines zweiten Übertragungselements zusammengeführt werden.

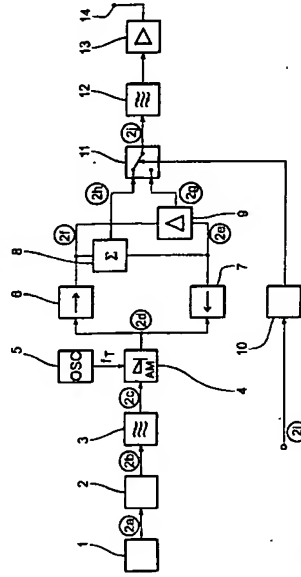


Fig. 1a

Beschreibung

- (0001) Die Erfindung betrifft ein Übertragungsverfahren gemäß dem Oberbegriff des Anspruchs 1, sowie eine Sender-Empfänger-Anordnung zur Durchführung des Verfahrens gemäß dem Oberbegriff des Anspruchs 7.
- (0002) Bei den bekannten Übertragungsverfahren wird die zu übertragende Nachricht im Sender einem hochfrequenten Trägersignal aufmoduliert und über die Übertragungsstrecke dem Empfänger übermittelt, der zur Rückgewinnung der Nachricht einen entsprechenden Demodulator aufweist. Zur Modulation analoger Signale besteht eine umfangreiche Literatur. Die modernen Nachrichtenverfahren benutzen digitale oder digitalisierte Informationen, die derartige Signale mittels der Prozeßortstechnik auf dem Signalweg mit den heute zur Verfügung stehenden Mitteln auch bei großem Informationsanfall schnell und kostengünstig verarbeitet werden können.
- (0003) Liegt das zu übertragende Nachrichtensignal in digitalisierter Form als Bitfolge vor - wie es in modernen Mobilfunknetzen der Fall ist - so erfolgt die Modulation durch Änderung der Frequenz bzw. Phase oder der Amplitude des Trägersignals in Abhängigkeit von dem jeweiligen Informationswert der zu übertragenden Bitfolge. Zur digitalen Modulation des Trägersignals sind aus COUCH, L.W.: Digital and Analog Communication Systems, 4th Edition, Macmillan Publishing Company (1993) unterschiedliche digitale Modulationsverfahren bekannt, beispielsweise die Amplitudenlastung (ASK: Amplitude Shift Keying), die Zweiphasenmodulation (2-PSK: Phase Shift Keying) oder die Zweifrequenzumtastung (2-FSK: Frequency Shift Keying), oder neuere Verfahren wie die Spreizmodulationsverfahren. Im Empfänger erfolgt jeweils die Demodulation entsprechend dem sendenseitig angewandten Modulationsverfahren und damit die Rückgewinnung des digitalen Nachrichtensignals als Bitfolge in Form von aufeinanderfolgenden Impulsen. Ein bekanntes Modulationsverfahren der Nachrichtentechnik stellt dabei - wie erwähnt - auch die Winkelmodulation als Oberbegriff von Frequenz- oder Phasenmodulation dar. Bei den bekannten Verfahren dient diese Modulationsart aber ausschließlich dazu, die Nachricht einem Träger aufzuprägen.
- (0004) Der Nachteil besteht bei allen derzeitigen Verfahren grundsätzlich darin, daß die Qualität des empfangenseitig zurückgewonnenen Nachrichtensignals mit der Entfernung zwischen Empfänger und Sender mit Störungen auf der Übertragungsstrecke stark abnimmt.
- (0005) Um bei einer Nachrichtenübertragung auf einer störungsbehafteten Übertragungsstrecke eine gewünschte Reichweite mit einer vorgegebenen Störbarkeit zu erreichen, darf die Sendeleistung deshalb einen vorbestimmten Wert nicht unterschreiten.
- (0006) Zum einen hat die somit erforderliche große Sendeleistung den Nachteil, daß die abgestrahlte Leistung während des Sendebetriebs entsprechend hoch ist, was insbesondere bei batteriebetriebenen Geräten, wie in Mobiltelefonen, wegen der raschen Batterieerschöpfung störend ist. Zum anderen bestehen Befürchtungen, daß die von dem Sender ausgehende elektromagnetische Strahlung zu einer Schädigung des menschlichen Körpers führen kann, was insbesondere bei Mobiltelefonen wegen des vergleichsweise geringen Abstands zum Benutzer zu berücksichtigen ist.
- (0007) Der Erfindung liegt die Aufgabe zugrunde, ein Übertragungsverfahren der eingangs genannten Art bzw. eine Sender-Empfänger-Anordnung zur Durchführung des Verfahrens zu schaffen, welches - bei im übrigen mindestens gleichbleibender Übertragungsqualität - eine Verringerung der Sendeleistung bzw. eine Erhöhung der Reichweite ermöglicht.
- (0008) Diese Aufgabe wird, ausgehend von einem Verfahren gemäß dem Oberbegriff des Anspruchs 1, durch dessen kennzeichnende Merkmale bzw. - hinsichtlich der Anordnung zur Durchführung des Verfahrens - durch die Merkmale des Anspruchs 7 gelöst.
- (0009) Die Erfindung schließt die technische Lehre ein, "Fallimpulse" zwischen Sender und Empfänger zu übertragen, das sind besonders ausgestatete Impulse die nachstehend näher definiert sind. Diese Fallimpulse können aufgrund ihrer besonderen Eigenschaften im Empfänger nicht nur zur Amplitudenverstärkung durch entsprechende Kompressionsverfahren mit entsprechend angepaßten Dispersionsfiltern verwendet werden, sondern können aufgrund ihrer besonderen hochkorrelativen Eigenschaften zur zusätzlichen korrelativen und auto-korrelativen Unterdrückung des Rauschens gegenüber dem Signal genutzt werden. Die besondere Modulation und die spezielle Zusammensetzung dieser hier "Fallimpulse" genannten Übertragungselemente erlauben eine Erhöhung des Signal/Rauschverhältnisses in der analogen Signalaufbereitung beim Empfänger. Auf diese Weise läßt sich über eine Verbesserung des Signal/Rauschverhältnisses im Empfänger wahlweise eine Verringerung der Sendeleistung bzw. eine Vergrößerung von Reichweite oder eine Verringerung der Fehlerrate erzielen.
- (0010) Unter dem Begriff "Fallimpulse" ist hierbei und im folgenden jeweils die Überlagerung (Superposition) mindestens zweier entgegengesetzt winkelmulierter Impulse (Komponenten) - in ihrer Grundform auch als "Chirpsignale" bezeichnet - mit im wesentlichen gleicher Dauer zu verstehen, wobei die Winkelmodulation der beiden Impulse derart erfolgt, daß sich die Frequenz der einen Komponente während der Impulsdauer im mathematischen Sinne monoton steigend- und bei der zweiten Impulskomponente monoton fallend ändert. Der Fallimpuls ist also dadurch zu definieren, daß er gleichzeitig aus mindestens zwei winkelmulierten Impulsen (Chirpsignalen) mit zueinander gegenüberläufig sich ändernder Frequenz besteht, wobei die relative Phasenlage der Komponenten zueinander auch noch zur Unterscheidung solcher Signale verwendet werden kann.

[0011] Zum besseren Verständnis der Chirpsignale, der Komponenten der "Fallimpulse", sei zunächst grundsätzlich auf deren Eigenschaften und anschließend auf die speziellen vorteilhaften Eigenschaften der Fallimpulse eingegangen.

[0012] Ein winkelmodulierter Impuls einer bestimmten Zeitdauer Δt mit einem bestimmten Frequenzhub Δf ist unter anderem durch sein Zeit-Bandbreite-Produkt $\varphi = \Delta f \cdot \Delta t$ kennzeichnbar. Durch spezielle, sogenannte "dispergierende Filter", das sind Vorpolle mit einem definierten differentiellen Laufzeitverhalten, kann man solche winkelmodulierten Impulse im Empfänger in der Zeitschase zusammenheben, das heißt komprimieren. Die Energie des ursprünglichen Impulses der Dauer Δt ist mit der Amplitude U_0 [V] am Widerstand R_1 [Ω], die durch den Ausdruck $(U_0^2 \cdot \Delta t) / R_1$ gegeben ist, bleibt bei der Kompression bei zunächst als verlustlos angenommener Dispersion erhalten. Demnach kann man für den kürzeren komprimierten Impuls der Dauer δ die Energie mit $(U_0^2 \cdot \delta) / R_1$ ansetzen, wobei $|U|V$ die sich aus der Kompression ergebende erhöhte Impulsamplitude darstellt.

[0013] Also wird

$$(U_0^2 \cdot \Delta t) / R_1 = (U_0^2 \cdot \delta) / R_1,$$

[0014] Demnach ist das Verhältnis der Quadrate der Spannungen gleich dem umgekehrten Verhältnis der Zeiten zwischen dem ursprünglich gesendeten Impuls der Dauer Δt und der mittleren Dauer δ des komprimierten Impulses, also gilt

$$U_0^2 = U_0^2 \cdot \Delta t / \delta = U_0^2 \cdot \Delta t \cdot \Delta f = U_0^2 \cdot \varphi,$$

wobei $\delta = 1/\Delta f$ ist. Demnach wird die Spannung im Empfänger durch die Kompression um einen Faktor erhöht, der direkt der Wurzel des Zeitbandbreiteproduktes entspricht.

[0015] Also bewirkt der Chirpimpuls, wenn er im Empfänger durch dispergierende Filter komprimiert wird, eine erste Verbesserung des Signal/Rauschverhältnisses. Weil das Signal/Rauschverhältnis ρ [dB] durch das zwanzigfache des Logarithmus des Verhältnisses der Signalspannung U [V] zur Rauschspannung $U|V$ definiert ist, gilt mit obigen Gleichungen:

$$\rho = 20 \log (\dot{U}U|V) = 10 \log (U_0^2 / U|V^2) \varphi = 10 \log (U_0^2 / U|V^2) + 10 \log \varphi$$

wobei ersichtlich ist, daß das SN-Verhältnis ρ direkt um den Teil $+10 \log \varphi$ verbessert wird.

[0016] Diese Zusammenhänge sind bekannt und werden zur Zeit nur in der Radartechnik und zur Übertragung von Signalen in optischen Leitungen aus anderen Gründen verwendet, jedoch nicht zur allgemeinen Nachrichtenübertragung. Die Chirpsignale jedoch haben noch eine andere bisher nicht genutzte Eigenschaft, die eine zweite Verbesserung des SN-Verhältnisses zulassen.

[0017] Durch Mehrfachkorrelation mehrerer Chirpsignale kann in Form der Fallimpulse eine automatische Korrelation im Empfänger erzielt werden, die über die durch die Kompression erzielbare SN-Verbesserung oben dargestellter Art hinaus durch zum Beispiel Multiplikation der Fallimpulse einen weiteren zusätzlichen sehr gravierenden SN-Gewinn bewirken kann.

[0018] Das liegt an der Möglichkeit, Kombinationen solcher Chirpimpulse in Form von Fallimpulsen zu schaffen, die bei Anwendung dispersiver Filteranordnungen es ermöglichen, die in der Zeitschase ursprünglich unterschiedlich verlaufenden Komponenten durch die Verzögerungseigenschaften der Filter zeitlich so zu verlagern, daß kohärente Signale generiert werden können, daß diese zeitliche Verschiebung zur Korrelation der Signale genutzt werden kann.

[0019] Damit lassen sich die Fallsignale als hoch korrelierte Nachrichtensignale charakterisieren, die aus mehreren Gründen ideal zur Nachrichtenübertragung genutzt werden können. Sie bedingen zwar zunächst wegen der Länge und der Bandbreite einen Verlust an Bitrate, erlauben aber auf der anderen Seite, hier der Empfängerseite, einen deutlichen Gewinn an Rauschreduktion verschiedener Störer, auch des weißen Rauschens, also des unvermeidlichen thermischen Rauschens.

[0020] Hochkorreliert sind sie deshalb, weil mehrere physikalische Konventionen zwischen Sender und Empfänger getroffen werden müssen und die dispersiven Filter auch auf die Phasencharakteristik des gesendeten Fallimpulses im Empfänger abgestimmt sein müssen. Das sind:

1. die Frequenzlage der Trägerfrequenz (Mittelfrequenz).
2. die Bandbreite der Frequenz der winkelmodulierten Impulse (Frequenzhub).

3. die Winkelmodulationszeitcharakteristik der Sendepulsmodulationen,
4. die Zeitdauer des Fallimpulses,
5. die Richtung der Winkelmodulation (monoton wachsende oder fallende Frequenz mit der Zeit) und deren Schachtelung,
6. die Phasenlage zu einem vorgegebenen Zeitpunkt innerhalb der Zeitdauer des winkelmodulierten Impulses und die relative Phasenlage der Komponenten zueinander und
7. die Amplitude des winkelmodulierten Impulses.

[0021] Bis auf den sechsten können diese Parameter zwischen Sender und Empfänger frei vereinbart werden, um bei entsprechend gesteuerten Empfängern als Informationsträger zu dienen.

[0022] Sie erlauben eine breite Varianz der Parameter, die der Informationsübertragung zu Gute kommt. Die Übertragungsgeschwindigkeit, also die Bitrate, war bisher das wichtigste Ziel der Gestaltung von Übertragungsstrecken. Sie wird zwar durch die in der Zeitdauer verlagerten Impulse oder durch deren größere Bandbreite zunächst herabgesetzt; die Kanalkapazität kann auch dadurch gesteigert werden, daß man durch Zeit- oder Frequenzmultiplexverfahren verschiedene Kanäle unabhängig voneinander zu unterschiedlichen Zeiten oder bei unterschiedlichen Frequenzen oder unterschiedlicher Frequenzmodulationscharakteristik und unterschiedlichen Fallimpulskombinationen übertragen kann. Die Bitrate pro Kanal mit der Anzahl der möglichen Kanäle ergibt dann erst die gesamte Menge übertragbarer Informationsinhalte pro Zeiteinheit.

[0023] Also erlaubt die Variabilität obiger Parameter, die über die Zeit- und Frequenzlage hinausgehen, einen zusätzlichen Gewinn, wenn die oben genannten Größen in unterschiedlichen Konventionen zwischen Sender und Empfänger vereinbart werden.

[0024] Diese Überlegungen zeigen, daß Chirpimpulse, speziell Fallimpulse, quasi als spezielles "Trägersubstrat" zur Übertragung der eigentlichen Nachricht aufgefäßt werden können. Diese Modulation geschieht also unabhängig von der für die Nachricht vorgesehenen Modulation, die möglichst zu der ersten orthogonal sein sollte. Diese hier zur Klarstellung als Trägersubstratmodulation zu bezeichnende Modulation stellt also eine zusätzliche Verzögerung oder Korrelation zwischen Sender und Empfänger her und dient dazu, das Rauschen, vornehmlich das thermische Rauschen, und auch andere Störer zu minimieren, weil diese diese Zusatzmodulation nicht aufweisen können.

[0025] Das hier dargestellte Übertragungsverfahren zur Übertragung von Nachrichtensignalen zwischen einem Sender und einem Empfänger über eine störbehaltene Übertragungsstrecke stellt eine Kombination aus einer der bekannten Pulsmodulationsarten oder Pulsmodulationsarten und einer speziellen zur ersten Modulationsart orthogonal wirkenden Winkelmodulation dar, wobei die Basisbandsignale der Nachricht, zum Beispiel in Pulspositionmodulation (PPM) oder Pulscode modulation (PCM) oder Impulsamplitudenmodulation (PAM) oder in Differenzieller Pulscode modulation (DPCM) oder als Pulsdelamodulation (PDM) oder Spritzmodulationsverfahren (Spread Spectrum Modulation) oder einer der bekannten Modifikationen dieser Arten auf eine dem Stand der Technik entsprechende Weise erzeugt werden können.

[0026] Diese nachrichtenbezogene Modulationen der analogen oder digitalen Signale werden jedoch hier auf eine Trägergeschwindigkeit aufmoduliert, die in der Sendeeinrichtung während der Pulsdauer nicht wie üblich von einer in ihrer Frequenz konstanten Trägerfrequenz erzeugt wird, sondern die Trägerfrequenz wird zusätzlich durch mehrfach winkelmoduliert, daß die beim Fallimpuls zueinander reversen Winkelmodulationskomponenten einzeln und die Amplitudenänderung als Signalinformation oder die Pulsstandswerte (bei PPM) des winkelmodulierten Trägers andersorts als Kombination voneinander unabhängiger Modulationsarten, sogenannter "zueinander orthogonaler Modulationsarten", gleichzeitig und zu unterschiedlichem Zweck vorgenommen werden, wobei die bekannten Modulationsarten zur Übertragung der Nachricht dienen und darüber hinaus die Winkelmodulationskombinationen in der besonderen Form der Fallimpulse als hochkorrelierbare Signale unter Verwendung dispersiver Filteranordnungen zur korrelativen Rauschumdrückung genutzt werden.

[0027] Die Folge solcher Fallimpulse wird über die Übertragungsstrecke, die allgemein durch Störer anderer Sender und durch weiße Rauschanteile gestört wird, zum Empfänger übertragen. Der Begriff "Übertragungsstrecke" ist hierbei allgemein zu verstehen und umfaßt drahtlose Übertragungsstrecken, bei denen die Informationsübertragung vom Sender zum Empfänger mittels elektromagnetischer Wellen erfolgt, sowie leitungsgebundene Übertragungsstrecken, bei denen Sender und Empfänger vorzugsweise über Lichtwellenleiter, Koaxialkabel oder einfache elektrische Leitungen miteinander verbunden sind.

[0028] Darüber hinaus ist die Erfindung auch bei einer Datenspeicherung beispielsweise auf magnetischen Datenträgern anwendbar. In diesem Fall ist der Sender als Schreibeinheit auszuführen, die die Daten auf den Datenträger schreibt, während der Empfänger als Leseinheit ausgebildet ist, die die gespeicherten Daten aus dem Datenträger ausliest.

[0029] Der Empfänger kann die beiden zueinander orthogonalen Modulationsarten demodulieren, wobei der Empfänger zu diesem Zweck im Verlauf seines Blockdiagrammes zwischen Antenne und Gleichrichter erfindungsgemäß dispersiver Filter der definierten Art aufweist, wobei solche Filteranordnungen angegeben werden, die der automati-

schen Signalausgabevorbereitung durch die korrelativen Eigenschaften des Fallimpulses dienen und gleichzeitig diese Signale noch durch Kompression in ihrer Amplitude zu erhöhen vermögen.

[0030] Da die in den Fallimpulsen enthaltenen Chirpsignale einen Gewinn an Signal/Rauschverhältnis durch die Komprimierbarkeit der Signalamplitude erlauben, und die Dispersionsfilter so angeordnet werden können, daß deren zueinander inverse Eigenschaften zwei zueinander eplogesymmetrische Ausgangssignale aus den Chirpsignalkomponenten der Fallimpulse erzeugen, lassen sich diese zeitgleich auftretenden korrelierten Impulse addieren, multiplizieren oder subtrahieren, ausrechnen oder unterdrücken und erlauben auf diese Weise eine quasi-autokorrelative Hervorhebung des Signals gegenüber dem Rauschen.

[0031] Eine weitere sehr entscheidende Überlegung läßt sich aus dem Umstand ableiten, daß die Auslegungszeit des komprimierten Impulses der vollen Bandbreite des Chirpsignales entspricht und in seiner zeitlichen Position sehr genau innerhalb einer Empfangsordnung definiert ist. Dementselbe ist dieses Übertragungsverfahren für eine Pulspositionsmodulation (PPM) geradezu prädestiniert. Selbst wenn man immer zwei Chirpimpulse aussenden würde, deren erster als Zeitreferenzpunkt für den Abstand zum zweiten im folgenden Impuls diene, wäre die gesamte Dauer nur 2,5 mal der Pulsdauer. Ein solches Signal kann für eine analoge Signaleübertragung, aber auch zur Übertragung digitaler Signale verwendet werden. Insofern wird also die durch die erhöhte Bandbreite ebenfalls erhöhte Kanalkapazität genutzt.

[0032] Die dispersiven Filteranordnungen, wie sie später in Applikationsbeispielen aufgeführt werden, können gleichzeitig mehrere Funktionen erfüllen und reduzieren damit den notwendigen Aufwand in möglichen Empfängerstrukturen. [0033] Erstens bewirken sie eine Überhebung des Signals gegenüber dem Rauschen durch die bloße Kompression der Fallimpulskomponenten.

[0034] Zweitens kann durch diese Anordnungen gleichzeitig erreicht werden, daß die Fallimpulskomponenten durch entsprechende Anordnungen der Filter zu koizidenten spiegelsymmetrischen Signalen führen, die durch selbsttätige Korrelation zu einem weiteren Gewinn bezüglich des SN-Verhältnisses führen.

[0035] Drittens kommt hinzu, daß bei einer Multiplikation der koizidenten und komprimierten Signale bei einer autokorrelativen Multiplikation von Signalen gleicher Frequenzlage (spiegelsymmetrische Frequenzlage) ohne weitere Filter gleichzeitig eine automatische, multiplikative und kohärente Demodulation der komprimierten Signale bewirkt wird, die sonst nur durch aufwendige PLL-Schaltungen erzielt werden könnte.

[0036] Leitet man im Empfänger den Fallimpuls, wie er eingangs definiert wurde, über zwei zueinander parallel geschaltete Dispersionsfilter mit zueinander reverser komplementärer Disposition, entstehen an den beiden Ausgängen dieser Filter zwei spiegelsymmetrische Signale.

[0037] Die beiden Dispersionsfilter haben bei frequenzmodulierten Fallimpulsen zwei invers zueinander wirkende Kennlinien. Während der Phasengang über der Frequenz jeweils parabelförmig ist, ist die daraus abgeleitete Gruppenlaufzeit über der Zeit eine Gerade, die mit steigender Frequenz auch ansteigt, während das andere Filter in der Charakteristik der Gruppenlaufzeit komplementär wirkt, also die Gruppenlaufzeit mit steigender Frequenz größer wird.

[0038] Die Gruppenlaufzeitcharakteristik ist also bei linearfrequenzmodulierten Impulsen eine Gerade, bei entsprechend nicht-linearer Frequenzmodulation stellt die jeweilige Gruppenlaufzeit des dispersiven Filters die jeweilige innere Funktion zur Modulationscharakteristik dar. Bei komplementär nicht-linear modulierten Fallimpulskomponenten müssen also die demodulierten Dispersionsfilter entsprechende komplementäre Gruppenlaufzeitcharakteristiken aufweisen.

[0039] Da die superponierten Anteile des Fallimpulses aus zwei Komponenten bestehen und diese beiden Anteile auf zwei zueinander invers wirkende, parallelschaltete Dispersionsfilter geschaltet werden, finden vier Vorgänge gleichzeitig statt:

[0040] Bei der Komponente, die eine sich mit der Zeit erhöhende Frequenz (positiver Frequenzverlauf) aufweist, werden durch eines der beiden parallel geschalteten Filter mit einer negativen Gruppenlaufzeitcharakteristik über der Frequenz die höheren Frequenzanteile verzögert. Hierdurch werden die ursprünglich positiv geclipten Signale komprimiert, wobei die gegenläufige, negativ geclipte Fallimpulskomponente zur doppelten Dauer des Eingangsimpulses zeitlich expandiert wird.

[0041] Das andere Filter wirkt umgekehrt, weil es die niedrigeren Frequenzen stärker verzögert als die hohen Frequenzen (positive Gruppenlaufzeitcharakteristik), wobei die von hohen Frequenzen zu niedrigeren Frequenzen verlaufende Komponente komprimiert und die von niedrigeren zu hohen Frequenzen verlaufende Pulskomponente zur doppelten Dauer des Eingangsimpulses expandiert wird.

[0042] Die beiden Dispersionsfilter führen also jeweils bei einem der beiden in ihrer Überlagerung den Fallimpuls bildenden winkelmodulierten Impulse zu einer zeitlichen Kompression mit einer dementsprechenden Amplitudenvergrößerung, wohingegen der andere Impulsanteil zur doppelten Dauer expandiert wird, was zu einer entsprechenden Amplitudenverminderung führt.

[0043] Da das Rauschen im Vergleich zu einem derartigen Signal nicht korreliert ist, aber aufgrund der Dispersioneigenschaften der dispersiven Filter nicht gleichförmig verändert wurde, ist das Rauschsignal am Ausgang der beiden Filter zum Signal unkorreliert.

[0044] Somit kann man im analogen Bereich des Empfängers durch analoges Signalprocessing bestimmte Prinzipien

anwenden, die zur Rauschunterdrückung genutzt werden können, und zwar zum großen Teil unabhängig voneinander, wie Simulationen gezeigt haben.

[0045] Zur praktischen Umsetzung der systembedingten Dispersionsfilter dienen hierbei heute nach dem Stand der Technik bevorzugt Oberflächenwellenfilter (SAW-Filter: Surface Acoustic Waves), da sich derartige Filter mit hoher Reproduktionsgenauigkeit und Stabilität herstellen lassen. Darüber hinaus bieten derartige Oberflächenwellenfilter den Vorteil, daß sich Amplitudengang und Phasengang unabhängig voneinander dimensionieren lassen, was die Möglichkeit eröffnet, das in jedem Empfänger erforderliche schmalbandige Bandpaßfilter und das Dispersionsfilter in ein einziges Bauteil zu verknüpfen. Die Ausführung der Dispersionsfilter als SAW-Filter Modul ermöglicht weiterhin vorteilhaft die Integration mehrerer Dispersionsfilter zusammen mit Teilpaßfiltern, Addierern und Subtrahierern auf einem Substrat, so daß ein kompaktes SAW-Bauteil als Kern der erfindungsgemäßen Anordnung geschaffen werden kann.

[0046] Bevorzugt also wird eine SAW-Filter-Bauweise auf einem Substrat, bestehend aus zwei parallelen und zueinander revers wirkenden Dispersionsfiltern mit zwei Ein- und Ausgängen und zusätzlichen Ausgängen jeweils für die Summe und die Normierung der Ausgangssignale. Diese Funktionen können alle auf einem einzigen Substrat untergebracht werden. Die normierungsebene differenziellen Ein- und Ausgänge wurden hier der Einfachheit halber für Blockschaltbilder nur durch eine Leitung dargestellt.

[0047] Das erfindungsgemäße Übertragungsverfahren ist hinsichtlich der sendersseitig vorgenommenen Winkelmodulation ersichtlich nicht auf eine lineare Frequenzänderung während der Impulsdauer beschränkt. Entscheidend ist, daß die Laufzeitcharakteristik der empfängersseitig vorgesehenen Dispersionsfilter an die sendersseitig vorgenommene Winkelmodulation der beiden in ihrer Überlagerung den Fallimpuls bildenden Impulse derart angepaßt ist, daß am Ausgang der empfängersseitig angeordneten Dispersionsfilter jeweils ein kombiniertes Signal erscheint, das aus einem zeitlich komprimierten Impuls mit entsprechend erhöhter Amplitude und einem zeitlich expandierten Impuls mit entsprechend verringerter Amplitude besteht.

[0048] Diese beiden kombinierten Signale können nun entweder addiert, subtrahiert, oder multipliziert werden und wie gezeigt wird hierdurch oder durch Unterdrücken oder Ausschneiden der koizidenten Anteile zur Verbesserung des SN-Verhältnisses im Empfänger genutzt werden.

[0049] Die Addition der kombinierten Signale ergibt eine Superposition der komprimierten Signaleanteile sowie eine Überlagerung der doppelt gedehnten Chirpsignale und eine Addition des auf dem Übertragungsweg hinzugekommenen Rauschens. Da die komprimierten Signale koizident auf die Addierstufe gelangen, werden deren Signalamplituden addiert, also verdoppelt. Demnach erhöht sich das Signal um 6 dB. Das Rauschen jedoch, das nicht korreliert ist und dessen Phase und Amplitude schwanken, kann nur bezüglich der Leistung addiert werden. Also nimmt seine Amplitude statistisch nur um 3 dB zu. Demnach ergibt sich eine mittlere Signal/Rauschverbesserung von 3 dB, wenn beim Signal aufgrund des gleichzeitigen Auftretens die Spannungen addiert werden und beim Rauschen aufgrund des statistischen Auftretens nur die Leistungen addiert werden. Die Koizidenz der spiegelsymmetrisch komprimierten Komponenten am Ausgang der empfangenseitig angeordneten Dispersionsfilter führt also nur für ein Fallsignal bei ihrer Summation zu einem SN-Gewinn.

[0050] Die Subtraktion der kombinierten Signale führt je nach der relativen Phasenlage der Fallbestandteile des Fallsignales zu einer Signal/Rauschverbesserung. Je nach Phasenlage der Signale ergibt Subtraktion und Addition nur komplementäre Vorgänge zueinander.

[0051] Bei der Multiplikation der beiden durch die parallel geschalteten Dispersionsfilter am Ausgang entstehenden kombinierten Signale entstehen ähnliche Verhältnisse, wie sie von der Autokorrelation her bekannt sind.

[0052] Bei dem bekannten Autokorrelationsverfahren werden periodische oder quasi-periodische Signale durch eine Verzögerungsstellung um die Periodendauer versetzt und mit dem eintreffenden - nicht über eine Verzögerungsleitung geleiteten - Signal multipliziert. Die Gleichförmigkeit des Signals nach einer Periodendauer führt zur Quadrierung der dann koizidenten Signalamplituden. Das Rauschen jedoch, weil über die Verzögerungsleitung nicht korreliert, wird hierbei bekanntermaßen unterdrückt. Die Autokorrelation gehört zu den effizientesten - allerdings nicht linearen - Verfahren um periodische oder quasi-periodische Signale gegenüber dem Rauschen hervorzuheben, also den Signalamplituden zu erhöhen.

[0053] Der gleiche physikalische Effekt läßt sich sehr vorteilhaft für das Fallsignal erzielen. Da das Fallsignal derart zusammengesetzt wurde, daß es durch zwei parallel geschaltete Dispersionsfilter mit zueinander inverser Dispositionierung zwei zueinander symmetrische kombinierte und koizidente Ausgangssignale erzeugt, die dadurch gekennzeichnet sind, daß in deren zeitlicher Mitte in beiden Zweigen sich jeweils komprimierte Signaleanteile befinden, die durch Kompression überhöht sind, ergibt die Multiplikation dieser überhöhten auf einen engen Zeitbereich komprimierten Signale eine Quadrierung der Signalamplituden.

[0054] Das Rauschen jedoch ist nicht korreliert und wurde außerdem durch die dispersiven Filter in seinem zeitlichen Verlauf gedehnt, also auch in seiner Amplitude abgelesen. Die Multiplikation der Rauschanteile führt also zu einer im Verhältnis zu dem quadrierten Signal sehr viel kleineren Amplitude.

[0055] Demnach tritt ein ähnlicher physikalischer Effekt wie bei der Autokorrelation periodischer Signale hier bei einem aperiodischen Signal auf. Obwohl die Autokorrelationsgleichung für Fallimpulse anders aussehen würde als für

periodische Signale, weil nicht die Signale durch eine Verzögerungseinstellung um die Periodendauer versetzt werden, sondern zwei frequenzabhängige Verzögerungseinstellungen mit zueinander reverser Dispersionsrichtung vorliegen, die auf das Fallsignal wechselseitig so wirken, daß die komprimierten Signale und die jeweils gedehnten Signale in einer Art zueinander Spielsymmetrie konjunkt auftreten und bei der wechselseitigen Multiplikation eine gravierende Rauschunterdrückung bewirkt wird.

[0056] Während die normale Auto-Korrelation periodische oder quasi-periodische Signale voraussetzt, ist sie auf digitale Folgen, zum Beispiel Impulse-Code-Modulationsverfahren, nicht anwendbar. Das Fallsignal jedoch ist ein Signal bestimmter Dauer, das sich nicht wiederholt. Trotzdem ist es in sich selbst, wie nachgewiesen wurde, automatisch korrelierbar.

[0057] Die Erzeugung der winkelmodulierten Impulse, die in ihrer Überlagerung jeweils einen Fallimpuls bilden, kann nach dem Stand der Technik auf verschiedene Arten erfolgen, von denen im folgenden einige kurz beschrieben werden. [0058] In einer Variante der Erfindung wird zunächst näherungsweise ein Dirac-Impuls erzeugt und einem Tiefpaßfilter zugeführt, dessen Filterkennlinie kurz vor Erreichen der Grenzfrequenz eine Überhöhung aufweist und den Dirac-Impuls somit in einen e-Impuls (Spaltimpuls) wandelt, dessen Form durch die bekannte si-Funktion $\text{si}(x) = \frac{\sin x}{x}$ beschrieben wird. Das si-förmige Ausgangssignal des Tiefpaßfilters wird anschließend auf einen Amplitudenmodulator gegeben, welcher der Trägererschwingung eine si-förmige Hüllkurve aufträgt. Wird das auf diese Weise erzeugte Signal einer Parallelschaltung zweier dispergierender Filter mit zueinander reverser Charakteristik zugeführt, so entstehen am Ausgang der beiden Filter zwei zueinander reverser winkelmodulierte Chirpsignale, bei deren Addition oder Subtraktion zwei unterschiedliche Fallimpulse entstehen, die als hier sogenannte "Summen- oder Differenzsignale" - beides sind Fallimpulse mit unterschiedlicher relativer Phasenlage zueinander - bezeichnet werden können.

[0059] Gemäß einer bevorzugten Ausführung der Erfindung erfolgt die Erzeugung der frequenzmodulierten Impulse dagegen mittels einer PLL-Schleife (PLL Phase Locked Loop) und eines spannungsgesteuerten Oszillators (VCO: Voltage Controlled Oscillator). Die einzelnen Impulse des in digitaler Form vorliegenden Eingangssignals werden hierzu zunächst durch einen Integrator in sägezahnförmige Impulse umgewandelt, wobei die Anstiegserichtung der einzelnen Impulse von der Amplitude des Eingangssignals abhängt. Das auf diese Weise erzeugte Signal wird dann zur Ansteuerung des VCO's verwendet, so daß die Frequenz eines Ausgangsimpulses während der Impulsdauer in Abhängigkeit vom Pegel des Eingangssignals linear zunimmt oder fällt. Werden durch eine geeignete Schätzung dieser zwei gegenläufige Chirpsignale gleichzeitig erzeugt, so können die Fallsignale entweder durch Addition oder Subtraktion als Summen- oder Differenzsignale erzeugt werden.

[0060] Nach einem weiteren vorteilhaften Ausgestaltung der Erfindung erfolgt die Erzeugung der frequenzmodulierten Impulse im Sender durch eine digitale Signalverarbeitungs-einheit, was vorteilhaft die Realisation beliebiger Frequenzverläufe während der Impulsdauer ermöglicht.

[0061] In der Regel liegen die zu übertragenden Informationen in digitaler Form als binäres Signal vor, wobei die Aufprägung dieser Informationen auf die Fallimpulse in einer einfachen Variante der Erfindung dadurch erfolgt, daß nur bei einem logischen HIGH-Pegel des Informations tragenden Eingangssignales ein Fallimpuls übertragen wird, während ein logischer LOW-Pegel des Eingangssignals zu einer Übertragungspause führt, wobei auch eine Umkehrung dieser Konvention möglich ist.

[0062] Entscheidend ist in dieser Variante der Erfindung lediglich, daß nur ein logischer Pegel des Informations tragenden Eingangssignales aktiv übertragen wird.

[0063] In der bevorzugten Ausführungsform der Erfindung wird dagegen sowohl ein logischer HIGH-Pegel als auch ein logischer LOW-Pegel des Informations tragenden Eingangssignals aktiv übertragen, was zu einer erhöhten Störberichterheit führt. Hierzu werden senderseitig in Abhängigkeit von dem jeweiligen binären Wert des Eingangssignals zwei unterschiedliche Fallimpulse erzeugt.

[0064] So ist es günstig, bei einem HIGH-Pegel des Informations tragenden Eingangssignals einen Fallimpuls zu übertragen, der aus der Summe zweier entgegengesetzt winkelmodulierter Impulse besteht. Bei einem LOW-Pegel des Eingangssignals wird dann entsprechend ein Fallimpuls erzeugt, der aus einer Subtraktion zweier entgegengesetzt winkelmodulierter Impulse besteht. Demnach unterscheiden sich diese zwei unterschiedlichen Fallimpulse durch die jeweilige Phasenlage der Fallimpulskomponenten zueinander.

[0065] Ferner sind diese Signale für fast alle bisher bekannten Modulationsverfahren anwendbar. Ideal jedoch sind sie für die Puls-Position-Modulation (PPM) geeignet, bei der die Reduktion der Bitrate hier nicht so ins Gewicht fällt, weil hierzu maximal nur zwei Pulse erforderlich sind, bei synchronen Verfahren sogar nur ein Impuls.

[0066] Weiterhin kann es günstig sein, sowohl logische LOW-Pegel als auch logische HIGH-Pegel des Informations tragenden binären Eingangssignals aktiv durch jeweils einen Fallimpuls zu übertragen, wobei die Position der übertragenden Impulse in Abhängigkeit von dem jeweiligen Wert des Informations tragenden Eingangssignals vorgegeben wird.

[0067] Die Erfindung ist in dieser Variante der Puls-Position-Modulation nicht auf binäre Eingangssignale beschränkt, die lediglich zwei unterschiedliche Signalepegel aufweisen, sondern auch allgemein mit digitalen Eingangssignalen verwendbar, wobei entsprechend der möglichen Anzahl unterschiedlicher Signalepegel des Eingangssignals

auch Fallimpulse unterschiedlicher Position einen mehrfachen bit-Level repräsentieren können. [0068] Das erfindungsgemäße Übertragungsverfahren ist jedoch nicht auf die vorstehend exemplarisch beschriebenen Modulationsverfahren beschränkt, sondern läßt sich mit einer Vielzahl von Modulationsverfahren kombinieren, die u.a. in der eingangs genannten Druckschrift beschrieben sind, auf deren Inhalt hierweit Bezug genommen wird. Sogar die modernen Spritzmodulationsverfahren können mit dem winkelmodulierten Trägerabsatz versehen werden, um hier eine Reduktion des weißen Rauschens zu bewirken, was bisher nicht möglich war.

[0069] Andere vorteilhafte Weiterbildungen der Erfindung sind in den Unteransprüchen gekennzeichnet bzw. werden nachstehend zusammen mit der Beschreibung der bevorzugten Ausführungsbeispiele der Erfindung anhand der Figuren näher dargestellt. Es zeigen:

Figur 1a ein Blockschaltbild einer Sendeanordnung als Beispiel zur Anwendung des erfindungsgemäßen Übertragungsverfahrens.

Figur 1b bis 1f verschiedene Rauschunterdrückungsmodule als Blockschaltbilder zur Anwendung in verschiedenen Ausführungsformen von Empfängern zum Empfang des von dem in der Figur 1a dargestellten durch den Sender erzeugten und übertragenen Signals.

Figur 2a bis 2p den Signalverlauf an verschiedenen wichtigen Punkten innerhalb der in den vorangehenden Figuren dargestellten Blockschaltbilder sowie

Figur 3a bis 3d verschiedene Ausführungsformen von Empfängern unter Verwendung der Rauschunterdrückungsschaltungen nach den Figuren 1b bis 1f als Beispiele für Empfängeranordnungen zur Nutzung des Übertragungsverfahrens.

[0070] Der in der Figur 1a blockschaltbildartig dargestellte Sender zeigt ein Beispiel der Erzeugung der Fallimpulse zur Übertragung eines in digitalisierter Form vorliegenden beliebigwiesigen binären Signals über eine störungsbehaftete Übertragungsstrecke an einen in den Figuren 3a bis 3d dargestellten Empfänger, wobei die Übertragung bei vorgegebenen Anforderungen an Reichweite und Störresistenz vorteilhaft mit einer relativ geringen Sendeleistung erfolgen kann. Bei einem batteriebetriebenen Sender wird dadurch die Batterielebensdauer erhöht, und vor allem die Umweltbelastung durch elektromagnetische Strahlung (EMI) - auch als Elektro-Smog bezeichnet - im Sinne der Human Exposure erniedrigt. Darüber hinaus weist der Sender aufgrund seiner relativ geringen Sendeleistung ein verringertes Störpotential gegenüber anderen Sendern - Empfangsgeräten (EMC - Electro-Magnetic-COMPATIBILITY) verglichen mit anderen Nachrichtenübertragungssystemen auf.

[0071] Die kreisförmig umrandeten Bezugszeichen enthalten hierbei - wie auch in den folgenden Figuren verwendet - jeweils Vorwelse auf die Darstellung des zugehörigen Signalverlaufs in den entsprechenden Figuren.

[0072] So zeigt die Figur 2i ein Beispiel den Signalverlauf des binären Eingangssignals. Die vorstehend erwähnte Übertragung mit einer relativ geringen Sendeleistung wird in dem dargestellten erfindungsgemäßen Übertragungssystem dadurch ermöglicht, daß sendeseitig Fallimpulse erzeugt werden, die empfängerseitig - wie noch detailliert beschrieben werden wird - durch Dispersionsfilter zeitlich komprimiert werden, was zu einer entsprechenden Amplitudenvermehrung führt und durch zusätzliche korrelative Signalverarbeitung im analogen Bereich des Empfängers eine weitgehende Verbesserung des Signal/Rauschverhältnisses erlaubt und durch diese Eigenschaft zum Beispiel eine Reduktion der Sendeleistung oder alternativ eine Erhöhung der Reichweite ermöglicht.

[0073] Zur Erzeugung der Fallimpulse weist der Sender zunächst einen Impulsgenerator 1 auf, der - wie in Figur 2a dargestellt - eine kontinuierliche Folge von äquidistanten Rechteckimpulsen erzeugt. Die von dem Impulsgenerator 1 erzeugte Impulsfolge dient hierbei jedoch lediglich der Erzeugung von Fallimpulsen und beinhaltet zunächst keine Informationen. Nachfolgend wird die von dem Impulsgenerator 1 erzeugte Rechteckimpulsfolge dem Impulserformer 2 zugeführt, der die Aufgabe hat, die einzelnen Rechteckimpulse jeweils in sehr kurze Stoßimpulse (Quasi-Dirac-Impulse) zu wandeln. Der Impulserformer 2 bildet die als mathematische Idealvorstellung nicht erreichbaren Dirac-Impulse hierbei durch kurze Nadelpulse nach, wie in Figur 2b dargestellt.

[0074] Die auf diese Weise erzeugte Folge von Nadelpulsen wird anschließend einem Tiefpaßfilter 3 zugeführt, dessen Filterkennlinie kurz vor der Grenzfrequenz eine Überhöhung aufweist und die die nadelförmigen Impulse in Fallimpulse (si-Impulse) transformiert, wie dies detailliert in Figur 2c dargestellt ist.

[0075] Nachfolgend wird diese Impulsfolge mittels eines Amplitudenmodulators (Multiplikators) 4 auf eine von dem Oszillator 5 erzeugte hochfrequente Trägererschwingung mit der konstanten Trägerfrequenz f_c aufmoduliert, um eine drahtlose Übertragung zu ermöglichen. Am Ausgang des Amplitudenmodulators 4 erscheint somit eine Folge von äquidistanten Trägerfrequenzimpulsen mit jeweils si-förmiger Hüllkurve, wie in Figur 2d dargestellt. Wichtig ist in diesem Zusammenhang, daß die am Ausgang des Amplitudenmodulators 4 erscheinende Impulsfolge unabhängig von dem in Figur 2i wiedergegebenen digitalen Eingangssignal ist und somit keine Information trägt.

[0076] Die auf eine Trägerfrequenz aufmodulierte Impulsfolge wird anschließend zwei parallel geschalteten Dispersionsfiltern 6, 7 zugeführt, die jeweils ein vorgegebenes frequenzabhängiges differentielles Laufzeitverhalten (Gruppenlaufzeitverhalten) aufweisen und - wie in den Figuren 2a und 21 dargestellt - winkelmultimodale Impulse erzeugen. [0077] Die in den Figuren 2a bis 2n dargestellten Kurvenverläufe sind vor allem in der Zeilachse absichtlich nicht maßstabsgerecht gezeichnet, um den jeweiligen Kurvenverlauf und seinen Inhalt besser zu verdeutlichen. In Wirklichkeit sind die komprimierten Signale sehr viel schmaler und die Chirpsignalanleihe sehr viel dichter auf der Zeitachse angeordnet.

[0078] Das Dispersionsfilter 6 weist hierbei eine mit der Frequenz zunehmende Gruppenlaufzeit auf und erzeugt somit - wie in Figur 21 dargestellt - winkelmultimodale Impulse mit einer während der Impulsdauer zunehmenden Frequenz. Die Frequenz am Ausgang des Dispersionsfilters 6 nimmt also zu Beginn des Impulses kontinuierlich und monoton von einem unterhalb der Trägerfrequenz f_T liegenden Wert $f_T - \Delta f/2$ auf einen oberhalb der Trägerfrequenz f_T liegenden Wert $f_T + \Delta f/2$ zu.

[0079] Die Gruppenlaufzeitcharakteristik des Dispersionsfilters 7 weist dagegen eine mit der Frequenz abnehmende Laufzeit auf, so daß am Ausgang des Dispersionsfilters 7 winkelmultimodale Impulse - wie in Figur 2a dargestellt - mit einer während der Impulsdauer abnehmenden Frequenz erscheinen.

[0080] Die Ausgangssignale der beiden Dispersionsfilter 6, 7 werden anschließend zur Erzeugung der Fallimpulse einem Addierer 8 sowie einem Subtrahierer 9 zugeführt, so daß zwei unterschiedliche Fallimpulse zur Informationsübertragung zur Verfügung stehen. Die Auswahl des zu übertragenden Fallimpulses erfolgt hierbei in Abhängigkeit von dem jeweiligen Wert des in Figur 2i wiedergegebenen binären Eingangssignals, das zur Bereitstellung definierter Signalpegel zunächst einem Bildskriminator 10 zugeführt wird und anschließend das Schalterelement 11 ansteuert.

Bei einem HIGH-Pegel des Eingangssignals wird das von dem Addierer 8 erzeugte Summensignal ausgewählt, wohingegen ein LOW-Pegel des Eingangssignals zu einer Auswahl des Differenzsignals der beiden winkelmultimodalen Impulse führt. Am Ausgang des Analogschalters 11 erscheint also, wie in Fig. 2j dargestellt, eine Aquidistante Folge von unterschiedlichen Fallimpulsen entsprechend dem jeweiligen Wert des Informationstragenden Eingangssignals. [0081] Das am Ausgang des Analogschalters 11 erscheinende Signal wird anschließend von einem Bandpaßfilter 12 gefiltert, das auf die Trägerfrequenz f_T des Oszillators 5 und auf die Bandbreite Δf der Fallimpuls-komponenten abgestimmt ist und somit außerhalb des Übertragungsbandes liegende Störsignale ausfiltert. Das auf diese Weise gewonnene Signal wird dann, wie üblich, von einem Sendeverstärker 13 verstärkt und über die Sendeantenne 14 abgestrahlt.

[0082] Die Figuren 1b bis 1z zeigen unterschiedliche Rauschunterdrückungsmodulare für den Empfänger. Grundsätzlich können solche Rauschunterdrückungsmodulare im analogen Teil eines Empfängers am Eingang des Empfängers hinter einem bandbegrenzenden Eingangsfilter, das hier nicht dargestellt ist, platziert werden, oder sie könnten im ZF-Teil eines Empfängers untergebracht werden. Alle Rauschunterdrückungsmodulare von Figur 1b bis 1f sind prinzipieller Natur und dienen zur Unterdrückung des Rauschens innerhalb von Fallimpulsen. Sie stellen also nur Funktionen dar und müssen durch entsprechende Schaltungen im HF- oder NF-Teil der Empfänger verwirklicht werden.

[0083] Figur 1b zeigt eine Additionsstufe. Der empfangene Fallimpuls 2j wird über ein Koppellement parallel zwei Dispersionsfiltern 15 und 16 zugeführt. Das frequenzabhängige differentielle Laufzeitverhalten dieser Filter ist hierbei revers zueinander, wobei das positiv wirkende Dispersionsfilter eine differentielle Laufzeitcharakteristik aufweist, die eine parabolische Kennlinie zwischen der Frequenz und der differentiellen frequenzabhängigen Verzögerung aufweist. Hierzu sei die zugehörige Parabel von 15 nach oben offen. Das Dispersionsfilter 16 hat hierzu eine reverse Charakteristik, das heißt, ihr differentielles frequenzabhängiges Laufzeitverhalten stellt eine nach unten offene Parabel dar. Man kann diese Kennlinien auch durch die Gruppenlaufzeit kennzeichnen, wobei komplementäre Gruppenlaufzeit-kennlinien im Zeit- und Frequenzverhalten einmal einen positiven bzw. negativen (steigenden oder fallenden) Verlauf der Kennlinien aufweisen.

[0084] Die Pfeile in den Blockschaltungssymbolen 15 und 16, die in unterschiedliche Richtungen weisen, sollen den unterschiedlichen Charakter der Dispersionsfilter allgemein kennzeichnen, wobei die positive Pfeilrichtung hier ein sogenanntes "positives Dispersionsfilter" und der in negative Richtung zeigende Pfeil ein "negatives Dispersionsfilter" im Sinne der Beschreibung darstellen soll.

[0085] Wie in der Beschreibung dargestellt, sind auch andere differentielle Laufzeitkennlinien möglich und auch erforderlich, wenn sondersseitig Chirpsignalkomponenten anderer Winkelmultimodalkennlinien als Trägerstrahl aufmoduliert werden.

[0086] An den Ausgängen der beiden Dispersionsfilter 15 und 16 erscheint jeweils ein kombiniertes Signal, das aus einem zeitlich komprimierten Impuls mit entsprechend erhöhter Amplitude und überlagert hierzu aus einem zeitlich expandierten Impuls besteht. Die beiden Ausgangssignale 2k und 2l stellen zeitlich gleichartig verlaufende zur Mittellage des komprimierten Impulses symmetrische Signalverläufe dar. Die Ausgangssignale der Dispersionsfilter werden über eine Adressstufe 17 additiv überlagert. Das am Ausgang der Summenstufe erscheinende Signal zeigt einen reduzierten Rauschenanteil im Verhältnis zum Signal, weil bei dem Signal die kohärenten Amplituden addiert werden und beim Rauschen die in der Phasenlage und Amplitude statistisch auftretenden Werte nur bezüglich ihrer Leistung

addiert werden. Das Ausgangssignal 2m weist also eine Signal/Rauschverbesserung auf.

[0087] Vorteilhaft ist es, durch einen Multiplikator am Eingang der Rauschunterdrückungsmodulare den Signalweg auf zwei parallele Schaltungen nach Figur 1b aufzuteilen, der im Takt der Fallimpulsfolge (synchronisierbarer Betrieb) die einzelnen Fallimpulse wechselnd einmal auf ein erstes der Module und im Folgetakt auf das andere Modul schaltet. Durch die solchermaßen erfolgte Spaltung werden die Rauschanleihe auf die Dauer des Fallimpulses beschränkt und hierdurch wird der somit erzeugte überlagerte "Rauschimpuls" ebenfalls durch die dispersiven Filter gedehnt, was zu einer Reduzierung der Rauschanleihe beiträgt.

[0088] Für Figur 1c gilt dieselbe Beschreibung wie für Figur 1b, wobei auch hier zwei parallel ineinander zueinander geschaltete Dispersionsfilter 15 und 16 das Fallsignal jeweils in einen komprimierten und expandierten Anteil verdichten und diese beiden Signale über eine Differenzstufe subtrahiert werden. Da Addition und Subtraktion zueinander komplementäre Vorgänge darstellen, ist die Signal/Rauschverbesserung die gleiche wie für die Summation. Im übrigen gilt das gleiche wie das für Figur 1b Gesagte.

[0089] Da nach Figur 1a jedoch Summen- und Differenzsignale 2n und 2g generiert wurden, können hier die Summenstufe nach Figur 1b und die Differenzstufe nach Figur 1c die Summen- und Differenzsignale dazukomprimieren. Demzufolge kann man auch die Summenstufe 17 und die Differenzstufe 18 parallel schalten. Dann ist nur ein Dispersionsfilterpaar 15 und 16 erforderlich. Vorteilhafterweise geschieht dies auf einem einzigen SAW-Filter-Substrat. Die aus der Summen- und Differenzbildung hervorgehenden Signale 2m und 2h, die ein reduziertes Rauschen aufweisen, müssen dann im Empfängerzug entweder weiteren Verstärker oder der Demodulation zugeführt werden.

[0090] Figur 1d zeigt eine multiplikative Rauschreduktionsstufe für Fallsignale und stellt ebenfalls ein Modul dar, das innerhalb eines Verstärkerzuges verwendet werden kann. Das Fallsignal 2j wird hierbei auch zwei revers zueinander wirkenden Dispersionsfiltern 15 und 16 zugeführt, an deren jeweiligem Ausgang die kombinierten Signale 2k und 2l entstehen, in deren Mitte sich jeweils ein komprimierter Impuls befindet, wohingegen die expandierten Komponenten zueinander revers sind. Das Produkt dieser Multiplikation besteht aus einer Mischung der trägerfrequenten Signale 2k und 2l, die zur doppelten Trägerfrequenz führt. Da die Signale 2k und 2l in der Zeit- und Frequenzachse spiegelsymmetrisch gleich sind, werden die Signalamplituden, besonders deren komprimierter Anteil, quadriert. Da die Frequenzlage und die Frequenzanteile dieser miteinander multiplizierten Signale gleich sind, entstehen bei der Multiplikation die Summen und Differenzen der Frequenzen der miteinander multiplizierten kombinierten Signale. Die Spektren werden einmal zur doppelten Frequenz verschoben und zum anderen findet eine direkte phasentastere kohärente Demodulation statt. Der Ausgang 2o zeigt also ein kombiniertes Signal mit doppelter Frequenzlage, gleichzeitig aber kann man einen Tiefpas am Ausgang nachschalten und erhält so direkt das demodulierte niederfrequente Signal. Diese Stufe, die man mit gewisser Berechtigung als autokorrektive Rauschunterdrückungsschaltung bezeichnen kann, quadriert also die zeitlich zusammenfallenden Signale und unterdrückt das nicht-korrelierte Rauschen ähnlich wie bei der Autokorrelation periodischer oder quasiperiodischer Signale. Demnach führt dieses Modul nach Figur 1d vorteilhafterweise gleichzeitig drei analoge Prozesse durch, ohne daß ein synchronisierbarer Betrieb erforderlich wäre:

1. Wird das Fallsignal mit seinen revers zueinander symmetrisch liegenden Chirp-Signalkomponenten durch die zueinander revers wirkenden Dispersionsfilter gleich zweimal komprimiert (Erhöhung der Signalamplitude).

2. Wird durch autokorrektive Multiplikation der kohärenten Signale die Signal gegenüber dem Rauschen hervorgehoben (korrelative Rauschunterdrückung).

3. Entsteht durch die Multiplikation ein kombiniertes Signal doppelter Frequenzlage im Vergleich zur ursprünglichen Trägerfrequenz und gleichzeitig das niederfrequente demodulierte Signal. (Produkt Demodulation). Von Verstärker und Bandfilter abgesehen, bewirkt also die Schaltung nach Figur 1d neben der automatischen Rauschunterdrückung und der automatischen Signalüberhöhung noch eine automatische Demodulation und repräsentiert damit sehr wichtige Funktionen eines Empfängers.

[0091] Figur 1e stellt wiederum ein Rauschunterdrückungsmodul anderer Art dar, das aber auch durch hervorgerufene Rauschunterdrückungseigenschaften gekennzeichnet ist. Speziell für das Fallsignal 2j am Eingang dieser Rauschunterdrückungsstufe ist diese Art von Rauschunterdrückung für synchronisierbare Detektoranträge sehr gut geeignet. Sie ist ebenfalls gekennzeichnet durch eine Aufspaltung des Signals über eine Gabel in zwei Signalzweige, deren oberer in der Figur eine Reihenschaltung eines positiven Dispersionsfilters 20, eines analogen Schalters 22 und eines negativen Dispersionsfilters 24 aufweist.

[0092] In dem in der Figur dargestellten unteren Zweig ist die gleiche Reihenschaltung aus einem negativen Dispersionsfilter 21, einem Analogschalter 23 und einem positiven Dispersionsfilter 25 dargestellt. Beide Zweige werden über eine Differenzstufe 26 einem Ausgang zugeführt. Die Schaltung ist am besten verstanden, wenn man sich die in der Mitte gelegenen Schalter 22 und 23 als zunächst geschlossen vorstellt. Bei dieser Konfiguration darf am Ausgang der Schaltung, also hinter der Differenzstufe 26, kein Signal erscheinen, weil die in den beiden Zweigen jeweils revers

zueinander wirkenden Dispersionsfilter 20 und 24 beziehungsweise 21 und 25 wegen ihrer zueinander gegenüberliegenden Charakteristik die frequenzabhängigen Verschiebungen, die das jeweils erste Filter bewirkt, im zweiten wieder aufheben werden. Dementsprechend müssen Signal- und Rauschantelle, die auf die Verzerrung gegeben werden, bei geschlossenem Schalter am Ausgang der beiden Zweige nach 24 und 25 durch die Differenzstufe 28 sich aufheben, so daß am Ausgang weder Rauschen noch Signal erscheinen kann.

[0093] Da aber am Ausgang der beiden revers zueinander wirkenden Dispersionsfilter 20 und 21 genau wie in den vorher beschriebenen Anordnungen, zum Beispiel nach Figur 1 d, spiegelsymmetrische kohärente kombinierte Signale erzeugt werden, die jeweils aus einer komprimierten und einer expandierten Komponente bestehen, kann der Schalter durch ein Schaltsignal über den Eingang 27 so betätigt werden, daß er zum Beispiel während der kurzen Zeit der mittleren Dauer δ des komprimierten Signales dieses durch Unterbrechung des Signalweges in beiden Zweigen quasi herausscheidet und so dem kombinierten Signal in beiden Zweigen die jeweils komprimierte Komponente entnimmt, d. h., daß die Signale in beiden Zweigen ungleich werden und jeweils nur aus ihren expandierten Komponenten zumindest annäherungsweise bestehen. Da aber die Faltsignale aufgrund ihrer zueinander reversen Chip-Signalkomponenten hinter dem ersten Paar der parallel geschalteten Dispersionsfilter 20 und 21 zueinander revers zur doppelten Dauer expandierte Chip-Signale erzeugen, werden durch den Schalter diese gedehnten Komponenten vor gleichzeitiger kurzzeitiger Unterbrechung, so daß am Ausgang der Schalter 22 und 23 auch jeweils zueinander revers gedehnte Komponenten übrig bleiben, in deren Mitte ein vergleichsweise kurzes Stück durch die Unterbrechung ausgeschnitten wurde.

[0094] Da für diese gedehnten Anteile in beiden Zweigen die zeitliche Position der Frequenzanteile bestehen bleibt, werden diese beiden expandierten Signale in beiden Zweigen durch das zweite Dispersionsfilterpaar 24 und 25 wieder in die ursprüngliche Länge komprimiert. Demnach hebt das Dispersionsfilter 24 die Expansion, die durch das Dispersionsfilter 20 im oberen Zweig bewirkt wurde, auf. Gleiches geschieht durch das Dispersionsfilter 25 für die Verschiebung durch das Filter 21 im unteren Zweig.

[0095] Da die mittlere Dauer des komprimierten Impulses δ je nach Kompressionsfaktor γ sehr viel kleiner ist als die doppelte Dauer des ursprünglichen Fallimpulses Δt , ist der Fehler, der beim Ausschneiden des komprimierten Impulses für die jeweils expandierten Signale entsteht, relativ klein.

[0096] Am Ausgang der Dispersionsfilter 24 und 25 liegen also jetzt nach der Ausschneldtechnik zwei jeweils zueinander reverse Chipimpulse vor, die bei der Differenzbildung wegen der gegenüberliegenden Frequenzen nicht sich aufheben können, einfach weil es ungleiches Signal δ ist.

[0097] Diese Rauschreduktionsheit nach Figur 1 a ist in mehrfacher Hinsicht theoretisch und praktisch interessant, weil sich einfach nachweisen läßt, daß bei immer größer werdendem Verhältnis $\Delta t/\delta$ der Fehler, der durch die Ausschneldtechnik begangen wird, immer kleiner wird oder, was das gleiche besagt, die Rauschreduktion immer besser wird.

[0098] Für das Rauschen gilt also prinzipiell das gleiche wie für das Signal. In beiden Zweigen wird das Rauschen, das durch das Dispersionsfilter 20 entsprechend seiner spektralen Verteilung verschoben wird, durch das Dispersionsfilter 24, das revers zu 20 wirkt, bis auf den prozentual kleinen Mittelteil, der durch die Schalter unterbrochen wurde, rekombiniert. Gleiches gilt im unteren Zweig nach Figur 1 a. Demnach wird das Rauschen in beiden Zweigen bis auf den ausgeschnittenen Anteil, der energetisch klein ist, im oberen und unteren Zweig gleich sein und sich durch die Differenzstufe 28 herausheben. Das heißt also, je nach Kompressionsfaktor γ erscheint am Ausgang dieser Rauschunterdrückungsschaltung nach Figur 1 e wieder ein Fallimpuls, dem in der Mitte wenige Schwingungsanteile fehlen und dessen Rauschantelle durch die Differenzbildung weitgehend unterdrückt werden.

[0099] Die sohermaßen im SN-Verhältnis verbesserten Faltsignale können dann weitergegeben werden und zusätzlich zum Beispiel durch eine Schaltung nach Figur 1 d nochmals autokorrelativ bearbeitet werden, wobei weitere Rauschantelle eliminiert werden.

[0100] Hier zeigt sich ein Vorteil dieser Rauschunterdrückungsmodul. Da die auf physikalisch unterschiedlichen Effekten beruhende Eliminierung der Rauschantelle beruhen, lassen sie sich unabhängig voneinander auch kombinieren. Ähnliche Ergebnisse lassen sich auch erzeugen, wenn man das kombinierte Signal bei der Ausschneldtechnik nicht für die Dauer des komprimierten Impulses unterbricht, sondern umgekehrt, nur für diese Dauer δ die Schalter schließt, also den komprimierten Impuls selektiert, der dann durch die Dispersionsfilter wieder in beiden Zweigen zur ursprünglichen Länge expandiert wird. Hierbei bleibt der nur kurzzeitige Rauschanteil, der auf δ entfällt, zwar erhalten, aber er wird durch die Dispersionsfilter wieder auf die ursprüngliche Dauer expandiert; sein Energieanteil ist jedoch sehr viel kleiner als ursprünglich für die Zeit Δt .

[0101] Figur 1 f zeigt eine weitere Anwendung der Schaltung nach Figur 1 e. Hier sind lediglich die Schalter 22 und 23 in den Längszweigen durch Multipkatoren 28 und 29 ersetzt. Die Schalter und Multipkatoren ähnliche Wirkung erzielen können, ist es in der Schaltung nach 1 f besonders vorteilhaft, das Ausschneiden nach Schaltung Figur 1 e durch ein multiplikatives Unterdrücken nach Figur 1 f zu ersetzen, weil dieses nach der Optimalfiltertheorie die geringste Verzerrung des gedehnten Impulses ermöglicht.

[0102] Da ihre prinzipielle Wirkungsweise die gleiche ist wie die der Figur 1 a, wird auf eine ausführliche Beschreibung

verzichtet. Wichtig jedoch ist, daß die synchronisierten Multiplikationsimpulse, die auf der Leitung 39 den beiden Multiplikatoren parallel zugeführt werden, praktische Signale der Amplitude 1 sind, die synchron getaktet in der zeitlichen Mitte der Fallimpulse der kombinierten Signale am Eingang der Multiplikatoren gemäß dem Verlauf einer Spaltfunktion (el-Funktion) zu Null geschaltet werden, d. h., daß eine Umkehrung der normierten Hüllkurve des komplimentierten Signalanteiles des kombinierten Signales während der Zeit δ darstellen. Hierdurch unterdrücken die multiplikativ eben diesen komplimentierten Anteil. Die Unterdrückungssignale also stellen nicht anders dar als eine invertierte el-Funktion, die zu Null geklemmt ist. Allerdings setzt diese Schaltung einen synchronen Betrieb voraus, der aber durchaus zur Demodulation einer Pulsfolge üblich ist.

[0103] Von Figur 1b bis 1f wurden Rauschunterdrückungskomponenten beschrieben und dargestellt, die grundsätzlich unabhängig voneinander eingesetzt werden können, weil sie alle auf unterschiedlichen physikalischen Wirkungen auf das kombinierte Signal gekennzeichnet sind.

[0104] Figur 3a zeigt eine solche Kombination der Rauschunterdrückungsmodul nach Figur 1e und Figur 1d. Das von der Antenne 30 kommende trägerfrequente Faltsignal kann durch einen Vorverstärker 31 verstärkt und über einen Bandpaßfilter 32 von außerhalb der Empfangsbandbreite liegenden Störern befreit werden. Das hochfrequente Falt-signal 21 wird dann in dem Rauschunterdrückungsmodul 33, das identisch mit der Figur 1e beschrieben wurde, in seinem Signal/Rauschverhältnis quasi passiv verbessert und darauf folgend durch die korrelative Stufe, wie sie in Figur 1d beschrieben wurde, von weiteren Rauschantellen befreit und gleichzeitig durch multiplikative Demodulation 36 in das NF-Signal zurückverwandelt werden. Die nachfolgenden Schaltungsbestandteile entsprechen dem Stand der Technik. Danach kann zum Beispiel in 37 ein Teilpaß zur Filterung des niederfrequenten Signales vorgesehen werden, ferner kann über eine Schwelle das Signal diskriminiert und in seiner Pulsform gefolmt werden. Ferner sollen sich in 38 Synchronisationsstufen befinden, die die Schaltimpulse für die Schalter 22 und 23 bereit generieren, daß ihre zeitliche Position genau in der Mitte der kombinierten Signale bezogen auf den Ausgang des Dispersionsfilters 20 beziehungsweise 21 zu liegen kommt. Die Dauer des Schaltimpulses kann vorteilhaftweise etwas kleiner sein als die mittlere Pulsdauer δ des komprimierten Signales.

[0105] Das Beschreiben der Figur 3b ist funktionell identisch mit der Beschreibung für Figur 3a, steht aber statt der Schalter 22 und 23 hier Multipkatoren 28 und 29 vor, wobei über die Leitung 39 den Multiplikatoren, wie bei der Schaltung nach Figur 1f beschrieben, invertierte und zu Null geklemmte Spaltimpulse zugeführt werden. Die Form solcher Impulse kann je nach Störern optimiert werden.

[0106] Figur 3c zeigt ebenfalls eine Empfangsschaltung in der zwei der Rauschunterdrückungsmodul nach Figur 1b und nach Figur 1d verwendet werden. Die Schaltung funktioniert wie folgt: Das trägerfrequente Signal an der Antenne 30 wird über einen Vorverstärker 31 und einen nachfolgenden Bandpaß für die Trägerfrequenzbandbreite geleitet. Am Ausgang dieses Bandpasses wird das Faltsignal verzweigt und wie bekannt über die zwei parallel geschalteten, revers zueinander wirkenden Dispersionsfilter 41, 42 geführt. Die Ausgänge der beiden Dispersionsfilter werden einmal auf eine Summierstufe 43 und parallel hierzu auf eine Multiplikationsstufe 46 geleitet, wobei die Additionstufe so wirkt wie für Figur 1b und die Multiplikationsstufe so wie für Figur 1d beschrieben. Am Ausgang der Summierstufe 43 erscheint also ein Signal, dessen SN-Verhältnis durch additive Korrelation verbessert ist.

[0107] Das Signal liegt im trägerfrequenten Bereich und wird auf die Quadraturstufe, die aus einem Multiplikator 44 besteht, gegeben, um an dessen Ausgang ein Signal zu erhalten, das in einem Trägerfrequenzbereich liegt, dessen Mittenfrequenz der doppelten Trägerfrequenz des ursprünglichen Faltsignals entspricht.

[0108] Gleichzeitig entsteht am Ausgang der Quadraturstufe nicht nur ein Signal mit doppelter Trägerfrequenz, sondern auch das niederfrequente Signal durch die quadratische Mischung. Der Ausgang des Multiplikators 46, der als autokorrelativer Multiplikator wirkt, enthält ebenfalls das trägerfrequente Signal mit doppelter Trägerfrequenz und gleichzeitig das N/F-Signal. Multipliziert man diese beiden Ausgänge, den Ausgang des Multiplikators 46 mit dem Ausgang der Quadraturstufe 44 wiederum miteinander über die Multiplikationsstufe 45, werden die kohärenten Signale im HF- und NF-Bereich wiederum korrelierend, also rauschunterdrückend multipliziert, da der Ausgang des Multiplikators 46 auch das quadrierte NF-Signal enthält, kann über einen Teilpaß 47 und eine Pulsformstufe 48 das ursprüngliche niederfrequente Signal, als zum Beispiel binäre Pulsfolge oder auch als PPM-Folge, je nach verwendeter Grundmodulationsart entnommen werden.

[0109] Figur 3d stellt eine Erweiterung der in Figur 3c verwendeten Prinzipien insofern dar, als hier die oben beschriebene Schaltung nach Figur 3c noch um eine differenzbildende Stufe 52 mit nachfolgender Quadraturstufe 54 und Multiplikator 56, Teilpaß 58 und Pulsformstufe 60 analog zu Figur 3c erweitert wurde. In Figur 3d also wird nicht nur die Summe der kombinierten Signale aus den Dispersionsfiltern 49 und 50 über die Summenstufe 51 genommen, sondern parallel hierzu die Differenz der kombinierten Signale über die Differenzstufe 52 und beide Signale, das aus der Summier- und das aus der Differenzstufe stammende, werden mehrfach multiplikativ analog zu den nach Figur 3c dargestellten Prinzipien demoduliert. Insofern stellt die Schaltung nach Figur 3d eine Möglichkeit dar, die Summen- und Differenzsignale, wie sie nach Figur 1a im Sender erzeugt wurden, im Empfänger nach Figur 1a getrennt zu demodulieren.

[0110] Um das Verständnis für die hier dargestellten vielfachen Möglichkeiten nochmals zu vertiefen, um eine klare

Regel zum technischen Handeln zu geben und entsprechende Entscheidungen zu erleichtern, werden nachfolgend nochmals zusammenfassend die Grundgedanken und Möglichkeiten erläutert.

[0111] Die hier beispielhaft gemäß Figur 1a als Sender und Figur 3a, 3b, 3c und 3d als Empfänger dargestellten Blockschaltbilder sind aufgrund der generellen Aufgabenstellung nur prinzipieller Natur und zeigen Beispiele wie die unterschiedlichen Rauschunterdrückungsmodul gemäß Figur 1b, 1c, 1d, 1e und 1f als Bausteine zur Signalrauschverbesserung im Empfänger benutzt werden können und sie zeigen, wie bei der analogen Fallimpulsungsverarbeitung zwei parallel geschaltete zueinander inverse Dispersionsfilter mit anschließenden Summen-, Differenz-, Multiplikator- und Quadrierstufen für die spiegelsymmetrischen kombinierten Signale zur Rauschunterdrückung oder lateralen Rauschunterdrückung in verschiedensten Schaltungen zu mehr oder weniger aufwendigen Blöcken zusammengestellt werden können, wie sie je nach technischem Dafürhalten kombiniert werden mögen. Sie bieten also als Bausteine eine Fülle von Möglichkeiten, Rauschunterdrückungsschaltungen mit wenig Aufwand, also kostengünstig, oder mit mehr Aufwand, dann aber auch effizienter, zur SNV-Verbesserung im analogen Teil eines Empfängers anzuwenden zu können. Mit den Rauschunterdrückungsmodulen nach Figur 1e oder Figur 1f mit in den Längszweigen befindlichen Schaltern oder Multiplikatoren, die beide auf der Zeilachse bei synchronisierbarem Betrieb erhalten, läßt sich je nach Kompressionsfaktor eine erhebliche Rauschunterdrückung erzielen. Auch diese Module lassen sich einzeln oder zusätzlich in solche Empfängergeräte einbauen. Während aber die aperiodisch wirkenden Module nach Figur 1b, 1c und 1d sich für Asynchron- oder Synchrobetrieb verwenden lassen, lassen sich die Module nach Figur 1e und 1f nur für einen synchronisierbaren Betrieb applizieren.

[0112] Das verfahrenstechnisch interessante an allen Modulen ist, daß bei der Verwendung von SAW-Filtern sich auf einem Ultraschallsubstrat mehrere SAW-Filter als Multidispersionsfilter anordnen lassen, bei denen Summen- und Differenzstufen im Ultraschallbereich entwickelt und gefertigt werden können. Durch entsprechende Anschlüsse lassen sich universell verwandbare SAW-Filtermodule bilden, bei denen man - je nach Applikation und Kombination - Rauschunterdrückungsschaltungen mit Silicon-Chips zusammenschalten kann, auf denen sich zum Beispiel Multiplikatoren oder Schalter befinden. Es ist dann dem Fachmann anheim gestellt, entsprechende Verschaltungen mehr oder weniger aufwendig und effektiv vornehmen zu können.

[0113] Die Fallimpulse also bieten durch ihre speziellen mehrfreckorrellebaren Eigenschaften durch symmetrische Systemstrategien recht preiswerte und effektvolle Möglichkeiten zur Entwicklung moderner Übertragungssysteme, die durch eine erhebliche Verbesserung des Signal/Rauschverhältnisses gekennzeichnet sind und die damit einen energieparsonden, sicheren Kommunikationsbetrieb zur Nachrichtenübertragung ermöglichen, und die außerdem dazu dienen können, die Human Exposure herabzusetzen.

[0114] Die Erfindung beschränkt sich in ihrer Ausföhrung nicht auf die vorstehend angegebenen bevorzugten Ausführungsbeispiele. Vielmehr ist eine Anzahl von Varianten denkbar, welche von der dargestellten Lösung auch bei grundsätzlich anders gearteten Ausführungen Gebrauch macht.

Patentansprüche

1. Verfahren zur Übertragung oder Speicherung einer einem Empfänger (Fig. 3a, 3b, 3c, 3d), insbesondere für die mobile Kommunikation, bei dem ein Eingangssignal in dem Sender (Fig. 1a) einer Modulation unterworfen wird und über die Übertragungsstrecke zu dem Empfänger (Fig. 3a, 3b, 3c, 3d) gelangt, wobei im Falle der Speicherung nachfolgend an die Stelle des Senders eine Schreibeinheit und an die Stelle des Empfängers eine Leseinheit tritt, dadurch gekennzeichnet,

daß im Sender (Fig. 1a) winkelmulierte Impulse (Fig. 2a, 2f), nämlich $\sin(x)$ -Impulse, deren Form durch die $\sin(x)$ -Funktion $\sin(x) = \sin(x)$ beschrieben wird, mit während der Impulsdauer zeitlich entgegengesetzt erfolgender Winkelmodulation erzeugt werden, die bevorzugt mittels eines ersten Übertragungselements (8, 9) jeweils paarweise zu einem Fallimpuls (Fig. 2g, 2h) überlagert werden, wobei bevorzugt die zu dem Empfänger (Fig. 3a, 3b, 3c, 3d) übertragene Fallimpulse (Fig. 2g, 2h) eine diesen nach einem Modulations- oder Codierungsverfahren aufgeprägte Information tragen,

daß bevorzugt die Fallimpulse (Fig. 2g, 2h) im Empfänger (Fig. 3a, 3b, 3c, 3d) durch zwei oder mehrere, paarweise parallel geschaltete Dispersionsfilter (34, 35, 41, 42, 43, 49, 50) mit frequenzabhängiger Gruppenlaufzeitcharakteristik gefiltert werden, wobei die frequenzabhängige Gruppenlaufzeitcharakteristik der beiden Dispersionsfilter (34, 35, 41, 42, 43, 49, 50) an die Winkelmodulation jeweils eines der beiden in ihrer Überlagerung den Fallimpuls (Fig. 2g, 2h) bildenden Impulse (Fig. 2a, 2f) darauf angepaßt ist, daß am Ausgang der beiden Dispersionsfilter eines Paares (34, 35, 41, 42, 43, 49, 50) jeweils ein kombiniertes Signal (Fig. 2k, 2l) entsteht, das aus einem zeitlich komprimierten Impuls mit entsprechend erhöhter Amplitude und einem zeitlich expandierten Impuls mit entsprechend verringerter Amplitude besteht, und

daß die an den Ausgängen der beiden empfängnisseitig vorgesehenen Dispersionsfilter (34, 35, 41, 42, 43, 49, 50) errechnenden kombinierten Signale (Fig. 2k, 2l) mittels eines zweiten Übertragungselements (36, 43, 48, 51, 52, 61) zusammengeführt werden.

2. Verfahren nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, daß die Fallimpulse (Fig. 2g, 2h) sendersseitig von dem ersten Übertragungselement (8, 9) durch Addition oder Subtraktion von Paaren winkelmulierter Impulse (Fig. 2a, 2f) mit zeitlich entgegengesetztem Verlauf erzeugt werden.

3. Verfahren nach Anspruch 2, dadurch gekennzeichnet, daß bei einer zu Übertragenden binären Impulsfolge die Fallimpulse (Fig. 2g, 2h) sendersseitig jeweils in Abhängigkeit von dem binären Wert der aufzupragenden Nachricht entweder durch Addition oder durch Subtraktion zweier zeitlich entgegengesetzt winkelmulierter Impulse (Fig. 2a, 2f) erzeugt werden.

4. Verfahren nach einem der vorhergehenden Ansprüche, dadurch gekennzeichnet, daß die Ausgangssignale der beiden empfängnisseitig vorgesehenen Dispersionsfilter (34, 35, 41, 42, 43, 49, 50) von dem zweiten Übertragungselement (36, 43, 48, 51, 52, 61) addiert, subtrahiert oder multipliziert werden.

5. Verfahren nach einem der vorhergehenden Ansprüche, dadurch gekennzeichnet, daß das Ausgangssignal des zweiten Übertragungselements (43, 51, 52) zur Rauschunterdrückung den beiden Eingängen eines Multiplizierers (44, 53, 54) zugeführt wird.

6. Verfahren nach einem der vorhergehenden Ansprüche, dadurch gekennzeichnet,

daß das empfangene Signal in zwei parallele Zweige aufgeteilt und in beiden Zweigen durch jeweils zwei in Reihe geschaltete Dispersionsfilter (20, 24 bzw. 21, 25) gefiltert wird, wobei die in Reihe geschalteten Dispersionsfilter (20, 24 bzw. 21, 25) ein zueinander inverses frequenzabhängiges Laufzeitverhalten aufweisen,

daß der Signallauf in den beiden Zweigen mittels jeweils eines zwischen den beiden Dispersionsfiltern (20, 24 bzw. 21, 25) angeordneten steuerbaren Schaltelements (22, 23) oder eines Multiplizierers (28, 29) zu einem vorgegebenen Zeitpunkt in der Mitte jedes Impulses unterbrochen oder freigeschaltet wird,

daß die beiden Zweige ausgangsgleich durch einen Subtrahierer (26) zusammengeführt werden.

7. Sender- und Empfänger-Anordnung zur Durchführung eines Verfahrens insbesondere nach einem der vorhergehenden Ansprüche,

mit einem Sender (Fig. 1a) zur Aufnahme und Übertragung eines informationstragenden Eingangssignals (Fig. 2) und einem Empfänger (Fig. 3a, 3b, 3c, 3d) zur Rückgewinnung des Eingangssignals (Fig. 2), dadurch gekennzeichnet,

daß der Sender (Fig. 1a) zur Erzeugung von mindestens zwei zeitlich entgegengesetzt winkelmulierten Impulsen (Fig. 2a, 2f) mindestens zwei Impulsgeneratoren (1 bis 5 und 6 bzw. 7) aufweist, die ausgangsgleich zur Erzeugung eines Fallimpulses (Fig. 2g, 2h) aus jeweils zwei winkelmulierten Impulsen (Fig. 2a, 2f) mit einem ersten Übertragungselement (8, 9) verbunden sind,

daß der Sender (Fig. 1a) zur Aufprägung der in dem Eingangssignal (Fig. 2) enthaltenen Information auf die Fallimpulse (Fig. 2g, 2h) einen Modulator (11) aufweist,

daß der Empfänger (Fig. 3a, 3b, 3c, 3d) zur Aufbereitung der empfangenen Fallimpulse (Fig. 2g, 2h) zwei Dispersionsfilter (34, 35, 41, 42, 43, 49, 50) mit frequenzabhängiger Laufzeitcharakteristik aufweist, wobei die frequenzabhängige Laufzeitcharakteristik der beiden Dispersionsfilter (34, 35, 41, 42, 43, 49, 50) an die Winkelmodulation jeweils eines der beiden in ihrer Überlagerung den Fallimpuls (Fig. 2g, 2h) bildenden Impulse (Fig. 2a, 2f) darauf angepaßt ist, daß am Ausgang der beiden Dispersionsfilter (34, 35, 41, 42, 43, 49, 50) jeweils ein kombiniertes Signal (Fig. 2k, 2l) entsteht, das aus einem zeitlich komprimierten Impuls mit entsprechend erhöhter Amplitude und einem zeitlich expandierten Impuls mit entsprechend verringerter Amplitude besteht,

daß den beiden empfängnisseitig vorgesehenen Dispersionsfiltern (34, 35, 41, 42, 43, 49, 50) ein zweites Übertragungselement (36, 43, 48, 51, 52, 61) nachgeschaltet ist, welches die Ausgangssignale der beiden Dispersionsfilter (34, 35, 41, 42, 43, 49, 50) zusammenführt.

- Fig. 1a

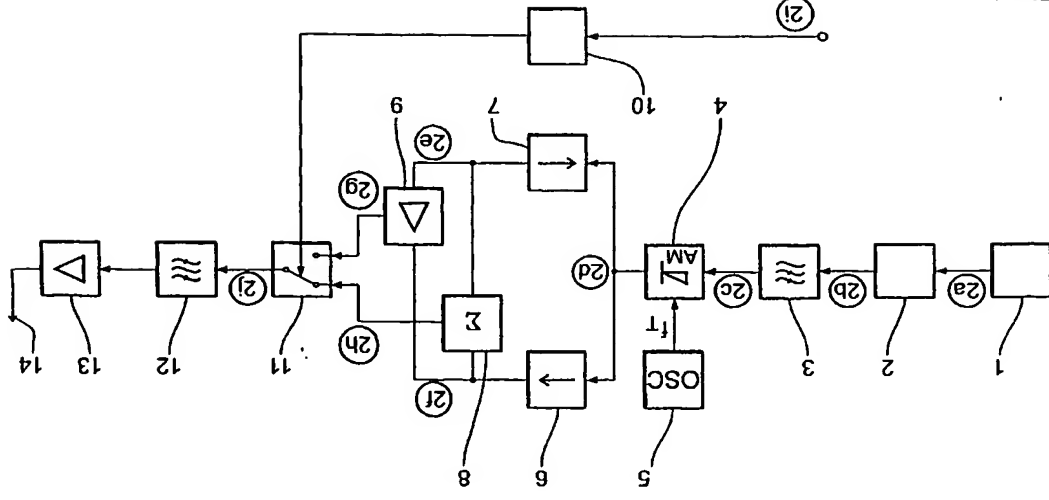
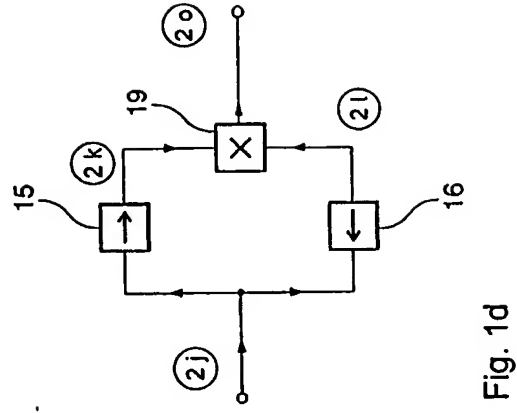
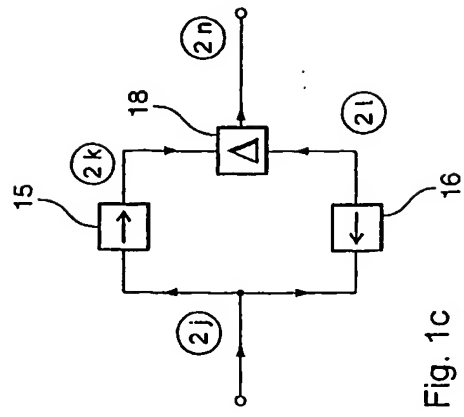
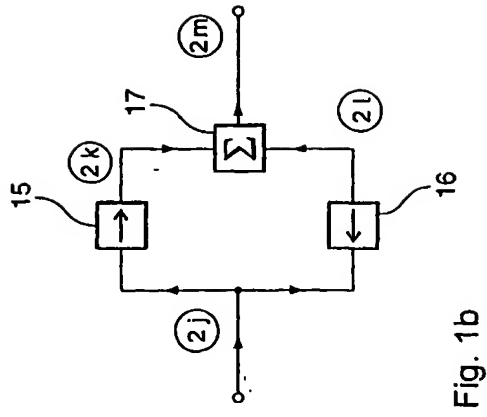


Fig. 1a



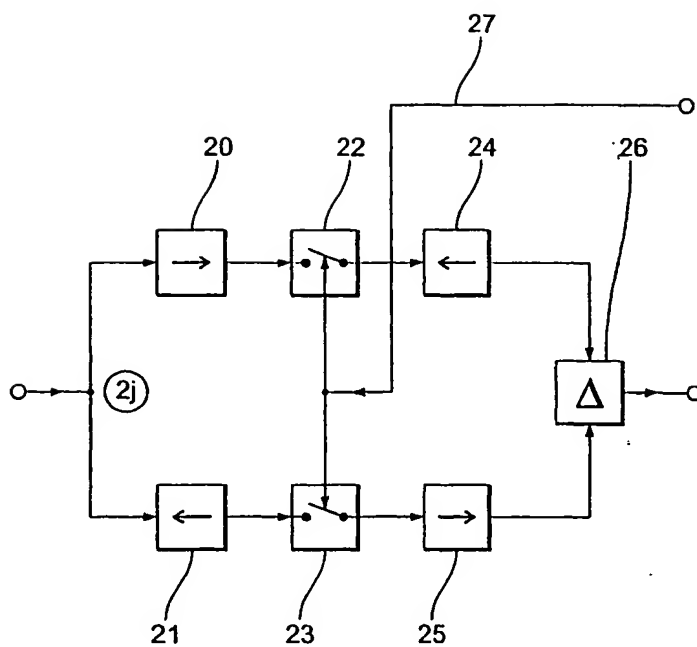


Fig. 1e

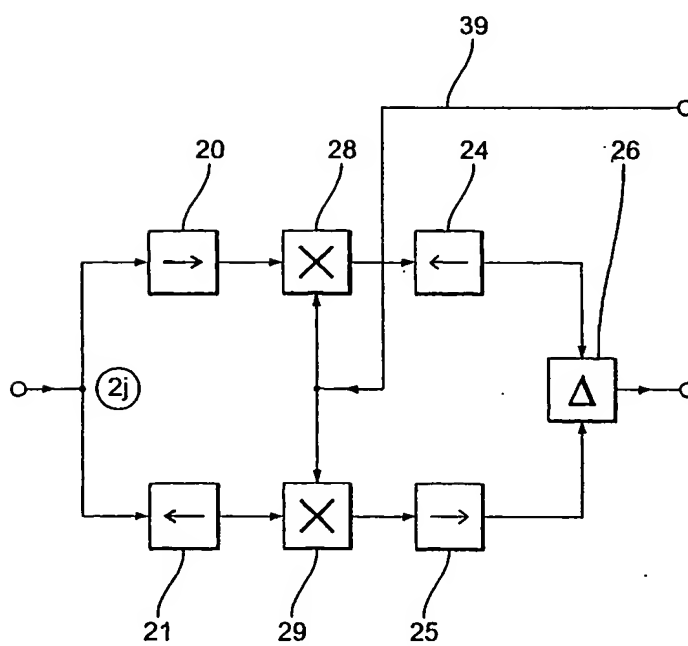
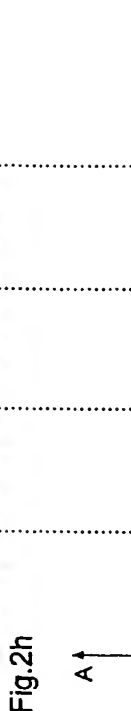
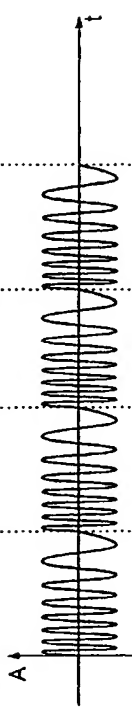
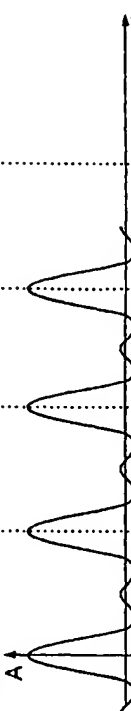
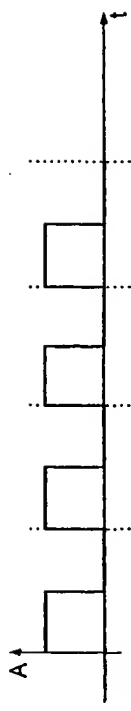
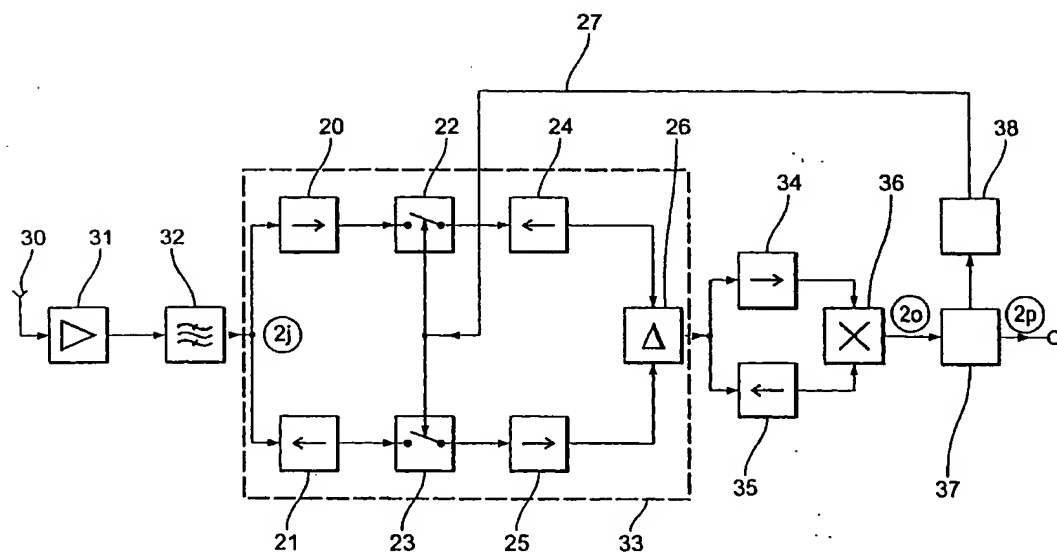
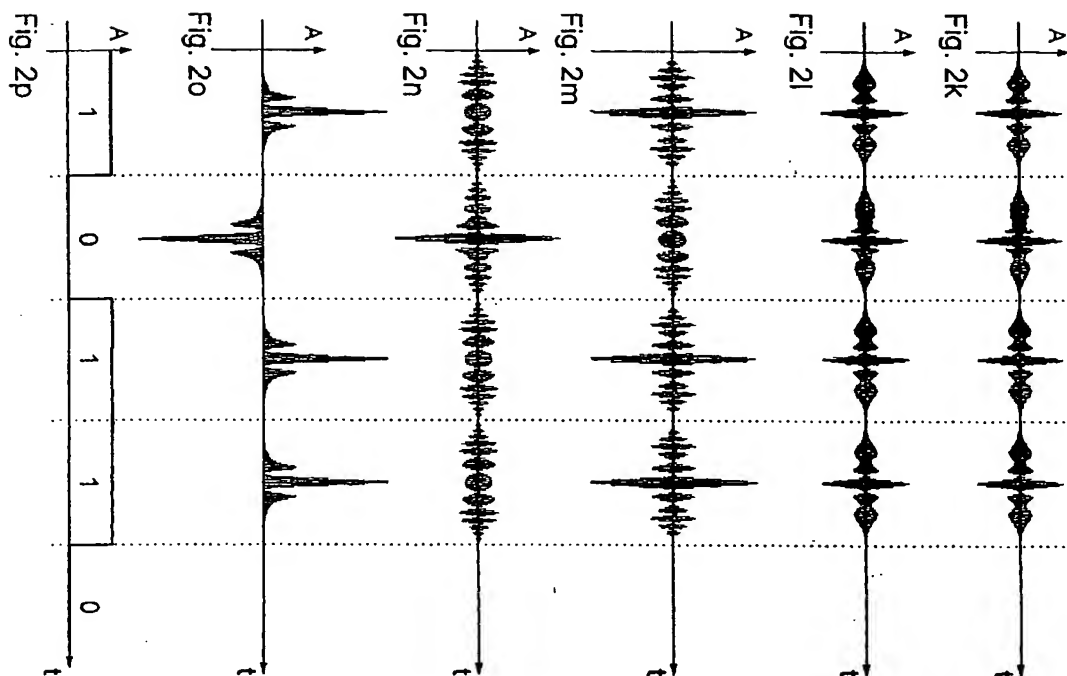


Fig. 1f





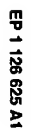
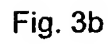


Fig. 3c

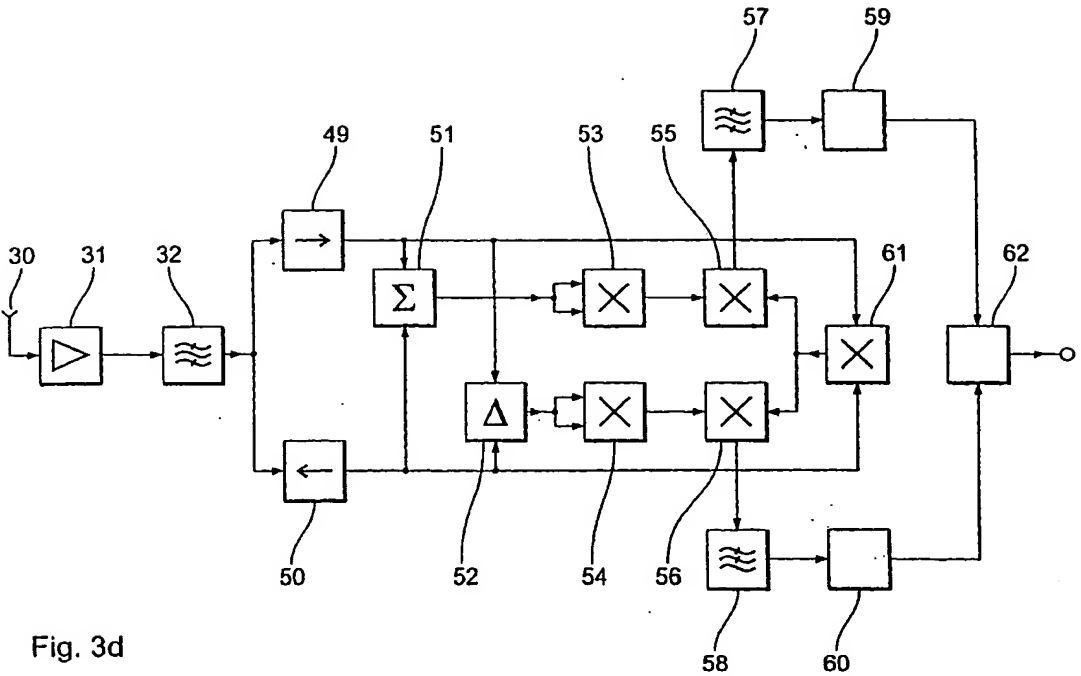


Fig. 3d



Europäisches
Patentamt

Nummer der Anmeldung
EP 01 11 0727

EINSCHLÄGIGE DOKUMENTE

Kategorie	Kennzeichnung des Dokuments mit Angabe, soweit erforderlich, der maßgeblichen Teile	Beitrag Anspruch	KLASSIFIKATION DES ANMELDENDEN (INCL.)
X	US 5 105 294 A (DEGIURA YASUSABURO ET AL.) 14. April 1992 (1992-04-14) * Spalte 5, Zeile 3 - Zeile 12; Abbildung 4 * * Spalte 7, Zeile 52 - Zeile 65; Abbildung 6A *	1	H04B1/69
A	US 5 070 500 A (HORINOCHI SHINICHI ET AL.) 3. Dezember 1991 (1991-12-03) * Spalte 2, Zeile 3 - Zeile 43 *	2-7	
A	KOMATSU ET AL.: "Spread-Spectrum-Übertragung analoger Signale mit Chirp-Modulation" ARCHIV FÜR ELEKTRONIK UND ÜBERTRAGUNGSTECHNIK, Bd. 36, Nr. 7, Juli 1982 (1982-07), Seiten 299-304, XP002061685 * das ganze Dokument *	1,7	
A	GB 2 208 462 A (CLARION CO LTD) 30. März 1989 (1989-03-30) * Abbildungen 1,3 *	1,7	RECHERCHETE SACHGEWISSE IM CLN H04B
A	US 5 325 394 A (BRUCKERT EUGENE) 28. Juni 1994 (1994-06-28) * Spalte 3, Zeile 60 - Zeile 62 * * Spalte 4, Zeile 44 - Zeile 64 *	1,7	
A	US 4 255 791 A (MARTIN GAYLE P) 10. März 1981 (1981-03-10) * Spalte 14, Zeile 25 - Spalte 15, Zeile 44 *	1,7	
A	DE 32 16 666 A (GEN ELECTRIC) 18. November 1982 (1982-11-18) * Zusammfassung *	1,7	
Der vorliegende Recherchebericht wurde für alle Patentanträge erstellt			
Kategorie des Dokumenten			
DEN H46	13. Juni 2001	Petter, E	
KATEGORIE DER BEZUGENEN DOKUMENTE			
X: von besonderer Bedeutung als bekannt			
A: von besonderer Bedeutung in Verbindung mit der			
Anmeldung			
O: technologischer Hintergrund			
P: zusammenfassende Darstellung			
S: Zusammenfassung			
1: die Erfindung entspricht dem Stand der Technik			
2: die Erfindung entspricht dem Stand der Technik			
3: die Erfindung entspricht dem Stand der Technik			
4: die Erfindung entspricht dem Stand der Technik			
5: die Erfindung entspricht dem Stand der Technik			
6: die Erfindung entspricht dem Stand der Technik			
7: die Erfindung entspricht dem Stand der Technik			
8: die Erfindung entspricht dem Stand der Technik			
9: die Erfindung entspricht dem Stand der Technik			
10: die Erfindung entspricht dem Stand der Technik			
11: die Erfindung entspricht dem Stand der Technik			
12: die Erfindung entspricht dem Stand der Technik			
13: die Erfindung entspricht dem Stand der Technik			
14: die Erfindung entspricht dem Stand der Technik			
15: die Erfindung entspricht dem Stand der Technik			
16: die Erfindung entspricht dem Stand der Technik			
17: die Erfindung entspricht dem Stand der Technik			
18: die Erfindung entspricht dem Stand der Technik			
19: die Erfindung entspricht dem Stand der Technik			
20: die Erfindung entspricht dem Stand der Technik			
21: die Erfindung entspricht dem Stand der Technik			
22: die Erfindung entspricht dem Stand der Technik			
23: die Erfindung entspricht dem Stand der Technik			
24: die Erfindung entspricht dem Stand der Technik			
25: die Erfindung entspricht dem Stand der Technik			
26: die Erfindung entspricht dem Stand der Technik			
27: die Erfindung entspricht dem Stand der Technik			
28: die Erfindung entspricht dem Stand der Technik			
29: die Erfindung entspricht dem Stand der Technik			
30: die Erfindung entspricht dem Stand der Technik			
31: die Erfindung entspricht dem Stand der Technik			
32: die Erfindung entspricht dem Stand der Technik			
33: die Erfindung entspricht dem Stand der Technik			
34: die Erfindung entspricht dem Stand der Technik			
35: die Erfindung entspricht dem Stand der Technik			
36: die Erfindung entspricht dem Stand der Technik			
37: die Erfindung entspricht dem Stand der Technik			
38: die Erfindung entspricht dem Stand der Technik			
39: die Erfindung entspricht dem Stand der Technik			
40: die Erfindung entspricht dem Stand der Technik			
41: die Erfindung entspricht dem Stand der Technik			
42: die Erfindung entspricht dem Stand der Technik			
43: die Erfindung entspricht dem Stand der Technik			
44: die Erfindung entspricht dem Stand der Technik			
45: die Erfindung entspricht dem Stand der Technik			
46: die Erfindung entspricht dem Stand der Technik			
47: die Erfindung entspricht dem Stand der Technik			
48: die Erfindung entspricht dem Stand der Technik			
49: die Erfindung entspricht dem Stand der Technik			
50: die Erfindung entspricht dem Stand der Technik			
51: die Erfindung entspricht dem Stand der Technik			
52: die Erfindung entspricht dem Stand der Technik			
53: die Erfindung entspricht dem Stand der Technik			
54: die Erfindung entspricht dem Stand der Technik			
55: die Erfindung entspricht dem Stand der Technik			
56: die Erfindung entspricht dem Stand der Technik			
57: die Erfindung entspricht dem Stand der Technik			
58: die Erfindung entspricht dem Stand der Technik			
59: die Erfindung entspricht dem Stand der Technik			
60: die Erfindung entspricht dem Stand der Technik			
61: die Erfindung entspricht dem Stand der Technik			
62: die Erfindung entspricht dem Stand der Technik			



Europäisches Patentamt
EUROPÄISCHER RECHERCHENBERICHT

Numer der Anmeldung
EP 01 11 0727

EINSCHLÄGIGE DOKUMENTE	
Kategorie	Bezeichnung des Dokuments mit Angabe, soweit erforderlich, der maßgeblichen Teile
A	NO 95 20277 A (MOTOROLA INC) 27. Juli 1995 (1995-07-27) • Seite 1, Zeile 26 - Zeile 32 * • Seite 4, Zeile 24 - Zeile 26 *
Der vorliegende Recherchenbericht wurde für die Patentansprüche erstellt	
Recherchenort	Recherchen der Priorität
DEN HAAG	13. Juni 2001
Titel Petter, E	
KATEGORIE DER GENAMTEN DOKUMENTE I: der Erfindung zugrunde liegende Theorien oder Gesetzmäßigkeiten E: dieses Patentsubjekt, das jedoch erst an oder nach dem Anmeldedatum veröffentlicht worden ist D: das Patentsubjekt, das veröffentlicht worden ist L: aus anderen Gründen einschlägiges Dokument A: Mitglied der gleichen Patentfamilie, Übersetzungsübersicht P: Prioritätsantrag	

ANHANG ZUM EUROPÄISCHEN RECHERCHENBERICHT
ÜBER DIE EUROPÄISCHE PATENTANMELDUNG NR.

EP 01 11 0727

In diesem Anhang sind die Mitglieder der Patentfamilien der im obengenannten europäischen Recherchenbericht eingetragenen Patentdokumente angegeben.
Die Angaben über die Familienmitglieder entsprechen dem Stand der Daten der Europäischen Patentämter am 13.06.2001.
Diese Angaben dienen nur zur Unterrichtung und erheben keinen Anspruch auf Genauigkeit.

13-06-2001

Im Recherchenbericht eingetragenes Patentdokument	Datum der Veröffentlichung	Mitglieder der Patentfamilie	Datum der Veröffentlichung
US 5105294 A	14-04-1992	JP 2004077 A JP 1319343 A JP 1319340 A DE 68919920 D DE 68919920 T EP 0348167 A	09-01-1990 25-12-1989 25-12-1989 26-01-1995 11-05-1995 27-12-1989
US 5070500 A	03-12-1991	JP 2089431 A JP 2561945 B JP 2063349 A JP 2678025 B JP 2063348 A JP 2610955 B JP 3928571 A GB 2223612 A GB 2253083 A,B	29-03-1990 11-12-1996 02-03-1990 17-11-1997 02-03-1990 14-05-1997 22-03-1980 11-04-1990 26-08-1992
GB 2208462 A	30-03-1989	JP 1036224 A JP 217422 C JP 8017341 B JP 1109925 A JP 2070160 C JP 7087397 B DE 3825740 A DE 3844767 C FR 2618959 A US 4899364 A US 5347534 A	07-02-1989 06-12-1996 21-02-1996 26-04-1989 10-07-1996 20-09-1995 09-02-1989 11-03-1993 03-02-1989 06-02-1990 13-09-1994
US 5325394 A	28-06-1994	US 5224122 A BR 9305563 A CA 2116127 A,C CN 1082287 A,B DE 4392999 T FI 940952 A JP 6510415 T KR 9612479 B MX 9303883 A SE 9400545 A NO 9400917 A	29-06-1993 26-12-1995 06-01-1994 16-02-1994 31-07-1997 28-02-1994 17-11-1994 20-09-1996 31-01-1994 20-04-1994 06-01-1994
US 4255791 A	10-03-1981	KEINE	
DE 3216666 A	18-11-1982	US 4438519 A CA 1192959 A FR 2505112 A	20-03-1984 03-09-1985 05-11-1982

Für nähere Einzelheiten zu diesem Anhang : siehe Amtsblatt des Europäischen Patentamts, Nr. 12/82

ANHANG ZUM EUROPÄISCHEN RECHERCHENBERICHT
ÜBER DIE EUROPÄISCHE PATENTANMELDUNG NR.

EP 01 11 0727

In diesem Anhang sind die Mitglieder der Patentämter der im obengenannten europäischen Recherchenbericht aufgeführten
Patentämter angegeben.
Die in der ersten Spalte angegebenen Mitglieder entsprechen dem Stand der Daten des Europäischen Patentamts am
13-06-2001.
Diese Angaben dienen nur zur Unterrichtung und erfolgen ohne Gewähr.

13-06-2001

Im Recherchenbericht angeführte Patentämter	Datum der Veröffentlichung	Mitglied(er) der Patentämter	Datum der Veröffentlichung
DE 3216666 A		GB 2098030 A, B HK 96285 A IT 1159062 B JP 5803342 A NL 8201832 A	10-11-1982 06-12-1985 25-02-1987 26-02-1983 01-12-1982
WO 9520277 A	27-07-1995	US 5640385 A BR 9408472 A CN 1141104 A FI 962740 A JP 9507734 T SE 9602101 A	17-06-1997 28-08-1997 22-01-1997 03-07-1996 05-08-1997 03-09-1996

Für nähere Einzelheiten zu diesem Anhang : siehe Amtsblatt des Europäischen Patentamts, Nr.1282